ISSN 0913-5685 信学技報 Vol. 100 No.514





電子情報通信学会技術研究報告

 $SST 2000 - 61 \sim 66$

〔スペクトル拡散〕

2000年 12月16日

CiC 襟電子情報通信学会

社団法人 電子情報通信学会 THE INSTITUTE OF ELECTRONICS, INFORMATION AND COMMUNICATION ENGINEERS 信学技報 TECHNICAL REPORT OF LEICE. SST2000-61 (2000-12)

マルチキャリア CDMA のハーフシンボル変復調法に関する一検討

今井 秀樹‡ 松本 渉†

†三菱電機株式会社 情報技術総合研究所 〒247-8501 神奈川県鎌倉市大船5丁目1番1号 ‡東京大学 生產技術研究所 〒106-8558 東京都港区六本木 7-22-1

らまし

OFDM変調方式の更なる通信容量の拡大を目指し、時間軸上でのOFDM変調シンボル長を半分に短縮したHSー MCM法をすでに論文[4]にて提案している。本稿では、更に偶数サブキャリア群、奇数サブキャリア群をそれぞれWH 符号化し、それぞれのサブキャリア群の振幅の合計をOにする事により、偶数サブキャリアと奇数サブキャリア間の干渉 を無くし、誤り率特性を改善したHS-MC-CDMAを提案した。また、その誤り率特性をシミュレーションしHS-MC M方式に対し誤り率 10E-5 点で 1dB 近い CNR の改善を得ることが確認できた。

キーワード OFDM, MCM, OFDM symbol, MC-CDMA

A Study on Half-symbol Modulation and Demodulation scheme of Multi-Carrier CDMA system

> Wataru MATSUMOTO† Hideki IMAI‡

† Mitsubishi Electric Corporation 5-1-1 OFUNA, KAMAKURA, KANAGAWA 247-8501, JAPAN ‡Institute of Industrial Science, The University of Tokyo 7-22-1 ROPPONGI, MINATO-KU, TOKYO 106-8558, JAPAN

Abstract

This paper proposes the Half Symbol Multi-Carrier Code Division Multiple Access (HS-MC-CDMA) which is modified the Half Symbol Multi-Carrier Modulation (HS-MCM) scheme to increase spectral efficiency in comparison with OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) modulation. This HS-MCM scheme which we already proposed in the paper [4] makes OFDM symbol length shorten Half symbol size Furthermore, the HS-MC-CDMA is modulated after Walsh-Hadamrd coding of even subcarriers demodulation and odd subcarriers demodulation separately. We show that the HS-MC-CDMA has better performance than the conventional OFDM system under BPSK modulation on each sub-carrier OFDM, MCM, OFDM symbol, MC-CDMA

1 はじめに

無線、有線等で最近マルチキャリア変調方式であるOFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 方式が伝送効率の良さ、機能のフレキシビリティの面から研究が進み、デジタル放送 [1]、ADSL [2] 等、多くの分野で実用化段階に入っている。一方、通信の大容量化はとどまるところを知らず、より一層の伝送容量の向上が求められている。

我々は、OFDM変調方式の更なる通信容量の拡大を目指し、 OFDMに含まれる情報ビット数を維持したまま、時間軸上 でのOFDM変調シンボル長を半分に短縮するHS-MCM (Half Symbol Multi-Carrier Modulation) を提案している[4] 。論文 [4] ではOFDMのシンボル長を半分にした場合に、サ ブキャリア間は直交性を保てなくなり、各サブキャリア間で相 互干渉するが、偶数サブキャリアと、奇数サブキャリアのシン ボル中における前半部と後半部との規則性を考察し、偶数と奇 数サプキャリアとを分離して復調する方法で、復調が可能にな ることを示した。さらに本稿では偶数サブキャリアと奇数サブ キャリアが干渉しない条件を満たす符号化が Walsh-Hadamard 符号化によって達成できる事を示す。この Walsh-Hadamard 符号(以後WH符号と略す)化によるマルチキャリア変調方式 は、最近話題になっている、マルチキャリアCDMA[3](以 後MC-CDMAと略す) の基本的な変調方式である。本稿で は、MC-CDMAのシンボル長を半分にする変復調方法の検 討結果とシミュレーション結果を示す。

2 OFDM 変調器構成

OFDM 変調器は以下のように複数のサブキャリアの合成波が OFDM 変調波となる。これらの OFDM 変調波は以下の式で表現できる。[5]

$$s(t) = \text{Re}\left[\sum_{n=0}^{N-1} d_n e^{j2\pi n f_0 t}\right]$$
(1)

 $Re[\cdot]$ は実部を表す。また $d_n = R_n + \jmath I_n$

 $0 \le t \le T_s, T : OFDM$ シンボル周期

ここで f_0 は隣接するサブキャリア間のキャリア間隔を示し、 nf_0 は n 番目のサブキャリアを示す。また u(t) を OFDM の 複素等価低域信号とすると以下のように表せる。

$$u(t) = \sum_{n=0}^{N-1} d_n e^{j2\pi n f_0 t} (2)$$

ここでu(t)を $1/(Nf_0)$ 毎に標本化すると、

$$\underline{u}\left(\frac{k}{NI_0}\right) = \sum_{n=0}^{N-1} d_n e^{\frac{j2\pi n I_0 k}{NI_0}}$$
$$= \sum_{n=0}^{N-1} d_n \left(e^{\frac{j2\pi}{N}}\right)^{nk} (3)$$

3 偶・奇数サブキャリアの特性

3.1 偶数サブキャリアの特性

ここで偶数サフキャリアの OFDM 変調波を表現する式は、式 (3) の n を n=2i (i=0,1,2,....N/2-1) とおき、偶数サブキャリア 2i のみ表現すると

$$u\left(\frac{k}{Nf_0}\right) = \sum_{n=2}^{N-2} d_n \left(e^{\frac{j2\pi}{N}}\right)^{nk}$$
$$= \sum_{n=2}^{N-2} d_{2i} \left(e^{\frac{j2\pi}{N}}\right)^{2ik} (4)$$

また

$$k = \frac{N}{2}a + b$$
 $a = 0, 1$ $b = 0, 1, ..., \frac{N}{2}$

とおくと

$$u\left(\frac{\frac{N}{2}a+b}{Nf_0}\right) = \sum_{n=2}^{N-2} d_{2i}\left(e^{\frac{j2\pi}{N}}\right)^{2i\left(\frac{N}{2}a+b\right)}$$

となる。これを以下のように置き換える。

$$W_N^i = e^{\frac{j2\pi i}{N}}$$
 とおくと $W_N^{i+N} = W_N^i, W_N^{i+N/2} = -W_N^i$

$$u\left(\frac{\frac{N}{2}a+b}{Nf_0}\right)$$

$$=\begin{cases} a = 0 \sum_{n=2i=0}^{N-2} d_{2i}W_N^{2bi} \text{ (前半部)} \\ a = 1 \sum_{n=2i=0}^{N-2} d_{2i}W_N^{2bi} \text{ (後半部)} \end{cases}$$
(5)

式 (5) の示す通り、OFDM シンボルの前半部と後半部は同じ波形である事を示している。

3.2 奇数サブキャリアの特性

同様に奇数サブキャリア n=2l+1(l=0,1,...,N/2-1) のみを表現すると、

$$u\left(\frac{k}{Nf_0}\right) = \sum_{n=0}^{N-1} d_n \left(e^{\frac{j2\pi}{N}}\right)^{nk}$$

$$= \sum_{n=2l+1-1}^{N-1} d_{(2l+1)} \left(e^{\frac{j2\pi}{N}}\right)^{(2l+1)k}$$
(6)

また、

$$k = \frac{N}{2}a + b$$
 $a_{,=} = 0, 1$ $b = 0, 1,, \frac{N}{2} - 1$

とおくと

$$u\left(\frac{\frac{N}{2}a+b}{Nf_0}\right) = \sum_{n=2l+1}^{N-1} d_{(2l+1)}\left(e^{\frac{2^{2\pi}}{N}}\right)^{(2l+1)\left(\frac{N}{2}a+b\right)}$$

となる。これを以下のように置き換える。

$$W_N^l = e^{\frac{t^2 \pi l}{N}}$$
 とおくと $W_N^{l+N} = W_N^l, W_N^{l+N/2} = -W_N^l$

$$u\left(\frac{\frac{N}{2}a+b}{Nf_0}\right)$$

$$= \begin{cases} a = 0, & \sum_{n=2l+1=1}^{N-1} d_{(2l+1)}W_N^{(2l+1)b}(\text{前半部}) \\ a = 1, & -\sum_{n=2l+1=1}^{N-1} d_{(2l+1)}W_N^{(2l+1)b}(\text{後半部}) \end{cases}$$
(7)

式 (7) の示す通り、OFDM シンボルの前半部と後半部は お互い反転した波形である事を示している。

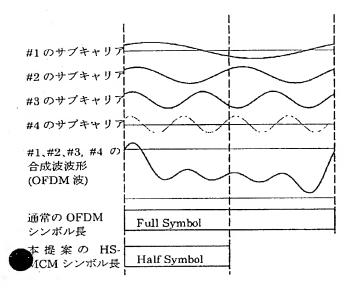


図 1: HS-MCM のシンボル構成

ハーフシンボル化の解析

式(5)、式(7)より前半部のみを抽出する場合以下に示す 式となる。

$$u\left(\frac{\frac{N}{2}a+b}{Nf_0}\right) = \sum_{n=1}^{N-1} d_n W_N^{nb}$$

$$\therefore u\left(\frac{b}{Nf_0}\right) = \sum_{n=1}^{N-1} d_n W_N^{nb} (前半部: a=0)$$
(8)

この前半部には偶数キャリアおよび奇数キャリアの情報は含 まれているものの後半部情報がが無いと奇数キャリアと偶数 キャリアの分離は困難である。 まず、偶数キャリアの信号の 成分を取り出してみる。dn の奇数キャリア成分を O とすると 式(5)に示した式と同じになる。

$$u\left(\frac{\frac{N}{2}a+b}{Nf_0}\right) = \sum_{n=2}^{N-2} d_{2i}W_N^{2ib}$$

$$u\left(\frac{b}{Nf_0}\right) = \sum_{i=0}^{N/2-1} d_{2i}W_N^{2ib}(\dot{\mathbf{m}} + \mathbf{m}) \qquad (9)$$

$$i = 0, 1, ..., \frac{N}{2} - 1 \qquad b = 0, 1, ..., \qquad \frac{N}{2} - 1$$

この u(t) を N/2 入力の FFT で復調すると

$$y(2k) = \frac{1}{N/2} \sum_{b=0}^{N/2-1} u\left(\frac{b}{N/6}\right) W_{N/2}^{-bk}$$

$$= \frac{1}{N/2} \sum_{b=0}^{N/2-1} \sum_{i=0}^{N/2-1} d_{2i} W_{N}^{2ib} W_{N/2}^{-bk}$$

$$= \frac{1}{N/2} \sum_{b=0}^{N/2-1} \sum_{i=0}^{N/2-1} d_{2i} W_{N/2}^{ib} W_{N/2}^{-bk}$$

$$= \frac{1}{N/2} \sum_{i=0}^{N/2-1} d_{2i} \sum_{b=0}^{N/2-1} W_{N/2}^{(i-k)b}$$

$$= \frac{1}{N/2} \sum_{i=0}^{N/2-1} d_{2i} \sum_{b=0}^{N/2-1} W_{N/2}^{(i-k)b}$$
(10)

k = 0, 1, ..., (N/2) - 1

ここで以下の関係が成立する。

$$\sum_{b=0}^{N/2-1} W_{N/2}^{\{i-k\}b} = \begin{cases} N/2(i-k=0,\pm N/2,\pm 2N/2,...) \\ 0(それ以外) \end{cases}$$

式 (11) の関係を式 (10) に適用すると以下のように表す事がで きる。

$$y(2k) = \begin{cases} d_{2k}(0 \le k < N/2 - 1) \\ 省略 (その他の k \end{cases}$$
 (12)

つぎに、奇数キャリアの信号の成分を取り出してみる。dn の偶数キャリア成分を0とすると式(5)に示した式と同じに なる。

$$\begin{split} u\left(\frac{\frac{N}{2}a+b}{Nf_0}\right) &= \sum_{l=0}^{N/2-1} d_{2l+1} W_N^{(2l+1)b} \\ &\therefore u\left(\frac{b}{Nf_0}\right) = \sum_{l=0}^{N/2-1} d_{2l+1} W_N^{(2l+1)b} (前半部: a=0) \end{split}$$

$$l=0,1,...,rac{N}{2}-1$$
 $b=0,1,....,rac{N}{2}-1$ この $u(t)$ を $N/2$ 入力の FFT で復調すると

$$y'(2k) = \frac{1}{N/2} \sum_{b=0}^{N/2-1} u\left(\frac{b}{Nf_0}\right) W_{N/2}^{-bk}$$

$$= \frac{1}{N/2} \sum_{b=0}^{N/2-1} \sum_{l=0}^{N/2-1} d_{2l+1} W_{N}^{(2l+1)b} W_{N/2}^{-bk}$$

$$= \frac{1}{N/2} \sum_{b=0}^{N/2-1} \sum_{l=0}^{N/2-1} d_{2l+1} W_{N/2}^{(l+1/2)b} W_{N/2}^{-bk}$$

$$= \frac{1}{N/2} \sum_{b=0}^{N/2-1} \sum_{l=0}^{N/2-1} d_{2l+1} W_{N/2}^{(l+1/2-k)b} W_{N/2}^{-bk}$$

$$= \frac{1}{N/2} \sum_{b=0}^{N/2-1} \sum_{l=0}^{N/2-1} d_{2l+1} \cos\left(2\pi \frac{(l+1/2-k)b}{N/2}\right)$$

$$+ j \frac{1}{N/2} \sum_{b=0}^{N/2-1} \sum_{l=0}^{N/2-1} d_{2l+1} \sin\left(2\pi \frac{(l+1/2-k)b}{N/2}\right)$$

$$= \frac{1}{N/2} \sum_{l=0}^{N/2-1} d_{2l+1}$$

$$+ j \frac{1}{N/2} \sum_{b=0}^{N/2-1} \sum_{l=0}^{N/2-1} d_{2l+1} \sin\left(2\pi \frac{(l+1/2-k)b}{N/2}\right)$$

$$+ j \frac{1}{N/2} \sum_{b=0}^{N/2-1} \sum_{l=0}^{N/2-1} d_{2l+1} \sin\left(2\pi \frac{(l+1/2-k)b}{N/2}\right)$$

$$= \frac{1}{N/2} \sum_{b=0}^{N/2-1} d_{2l+1} \sin\left(2\pi \frac{(l+1/2-k)b}{N/2}\right)$$

$$= \frac{1}{N/2} \sum_{b=0}^{N/2-1} \int_{l=0}^{N/2-1} d_{2l+1} \sin\left(2\pi \frac{(l+1/2-k)b}{N/2}\right)$$

$$= \frac{1}{N/2} \sum_{b=0}^{N/2-1} \int_{l=0}^{N/2-1} d_{2l+1} \sin\left(2\pi \frac{(l+1/2-k)b}{N/2}\right)$$

$$= \frac{1}{N/2} \sum_{b=0}^{N/2-1} d_{2l+1} \sin\left(2\pi \frac{(l+1/2-k)b}{N/2}\right)$$

$$= \frac{1}{N/2} \sum_{b=0}^{N/2-1} d_{2l+1} \sin\left(2\pi \frac{(l+1/2-k)b}{N/2}\right)$$

但しy'(2k): 奇数サブキャリアの干渉成分

従ってハーフシンボルを復調した偶数波データ z(2k) は、

$$z(2k) = y(2k) + y'(2k) ,$$

$$= d_{2k} + \frac{1}{N/2} \sum_{l=0}^{N/2-1} d_{2l+1}$$

$$+ j \frac{1}{N/2} \sum_{b=0}^{N/2-1} \sum_{l=0}^{N/2-1} d_{2l+1} \sin\left(2\pi \frac{(l+1/2-k)b}{N/2}\right)$$
(14)

ここで、変調波に以下の信号点配置の BPSK を用いると仮 定する。

この BPSK を用いた場合、(14) 式は実部のみの判定を行なう 事により判定値 Z(2k) は

従って BPSK の場合、偶数サブキャリアのデータに対する 干渉成分は奇数サブキャリアの各データを 1/N 倍したデータ の被変調信号を全奇数サブキャリア分総和を取った値になる。 従って、HS-MCM への被変調データにスクランブルをかけた 場合、奇数サブキャリアに割り当てられる信号も 1 と-1 の発 生確率がほぼ等しくなり、全奇数サブキャリアの総和は、0 に 近くなるという特性を持つことが分かる。従ってサブキャリア 数が十分大きい場合、(15) 式から以下のように近似できる。

$$Z(2k) = R_{2k} + \frac{1}{N/2} \sum_{l=0}^{N/2-1} R_{2l+1}$$

$$\cong R_{2k} \qquad (16)$$

つまり、BPSK による変調をかけた HS-MCM の場合、(16) 式に示すように復調の際、偶数サブキャリアの復調が可能であ ることを示している。

5 ハーフシンボルMCM復調法

前章で解析した HS-MCM の特長を利用し、偶数サブキャリア及び奇数サブキャリアそれぞれを分離して復調する方法を以下に示す。図2に受信回路を示す。受信したN/2サンプルのハーフシンボル信号(前半部)に、シンボル後半部用に全0をN/2個挿入する。この0によるパッディングしたデータをN入力のFFTで復調する。この操作により、BPSK のような実部のみを用いた一次元変調方式を用いた場合、以下の(17)式のような結果となる。

$$Z(2k) = \frac{1}{2}R_{2k} + \frac{1}{N/2} \sum_{l=0}^{N/2-1} R_{2l+1}$$
 (偶数サブキャリア)

$$Z(2k+1)$$

$$= \frac{1}{2}R_{2k+1} + \frac{1}{N/2} \sum_{l=0}^{N/2-1} R_{2l} (奇数サブキャリア)$$
 (17)

また、この操作を例として4入力の行列で表現すると以下のようになる。

ここで BPSK のように実部のみの成分を復調対象とするする場合、

$$\begin{bmatrix} Z(0) \\ Z(1) \\ Z(2) \\ Z(3) \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 2 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 2 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 2 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_0 \\ d_1 \\ d_2 \\ d_3 \end{bmatrix}$$
(19)

となる。

この (17),(19) 式は奇数サブキャリアも全偶数サブキャリアの 振幅の総和を 2/N 倍したものが干渉成分として現れてくることを示している。この操作により、偶数サブキャリアにとっては、全奇数サブキャリアの合計が 0 になった場合、奇数サブキャリアにとっては、全偶数サブキャリアの合計が 0 になった場合に干渉成分が無くなり、分離して復調できるようになる事が分かる。

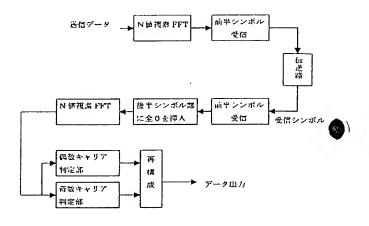


図 2: HS-MCM の受信回路構成

6 WH符号によるMC-CDMAへの展開

(18) 式のような操作をすることにより、偶数サブキャリアの振幅の合計と奇数サブキャリアの振幅の合計がそれぞれ0になる条件において、全サブキャリアが干渉無く送受信できることが分かった。この機能を確実なものにする為、偶数サブキャリア、奇数サブキャリアともその振幅の合計が0になる条件を満たす符号化を行なう必要が有る。

その対策として Walsh-Hadamard(WH) 符号化を行なう 提案をする。WH 系列は以下に示すとおりである。

$$H_{k} = \begin{bmatrix} H_{k-1} & H_{k-1} \\ H_{k-1} & \overline{H_{k-1}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_{1} \\ c_{2} \\ \vdots \\ c_{k} \end{bmatrix}$$
(19)
$$H_{1} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}$$

上の表現で H_{k-1} は $\overline{H_{k-1}}$ の補数で、各要素を反転 $(1\to -1,-1\to 1)$ した行列を意味する。具体例を示すと次のようになる。

この WH 系列をマルチキャリアシステムの各サブキャリアに 配置する方法が一般に MC-CDMA で取られている手法であ る。[3]

これらの系列の中で、各行による系列 c_1, c_2, c_3, c_4 の各要

素の合計はそれぞれ以下のようになる。

$$\sum_{i=1}^{4} c_{1(i)} = 1 \sum_{i=1}^{4} c_{2(i)} = 0$$

$$\sum_{i=1}^{4} c_{3(i)} = 0 \sum_{i=1}^{4} c_{4(i)} = 0$$

この結果より、 c_1 以外は各要素の合計の結果が全て 0 に成ることが確認できる。従って、 c_1 以外の WH 系列を用いて偶数サブキャリア群と奇数サブキャリア群をそれぞれ MC - CDMA 変調することにより偶数サブキャリアの振幅の合計と奇数サブキャリアの振幅の合計がそれぞれ 0 になる条件を満たすことができる。ここでデータ系列を $u=[u_1,...,u_K]^T$ とする。また、 c_1 を除いたWH系列を以下のようにおく、

$$C = \left[\begin{array}{cccc} c_2 & c_3 & \cdots & c_{K+1} \end{array} \right]$$

WH系列による拡散処理は以下のように行なう。

$$S = Cu = \sum_{k=1}^{K} u_k c_{k+1}$$

この偶数サブキャリア、奇数サブキャリア毎に生成された系列 $S=\begin{bmatrix} S_1 & S_2 & \cdots & S_K \end{bmatrix}$ を各サブキャリアの実部において一次元変調をかけ、IFFT によりマルチキャリア変調を実行し、その前半シンボルのみを送信する。復調では、5章で述べた HS-MCM の復調を行なった後、WH 符号の復号を偶数サブキャリア群、奇数サブキャリア群毎に行ない、データを再生する。この方式をハーフシンボルMC-CDMA(以後HS-MC-CDMAと略す)と呼ぶことにする。

これらを実現する回路ブロックを図3に示す。

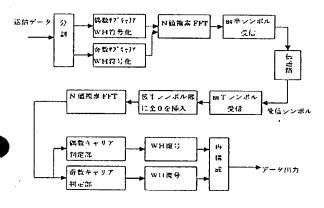


図 3: HS-MC-CDMA の受信回路構成

7 シミュレーション結果

表1にシミュレーションのパラメータ、図3に変調にBPSKを用いた HS-MCM 方式、及び HS-MC-CDMA 方式の CNR (搬送波対雑音比) 対誤り率特性のシミュレーション結果を示す。

また、通常のOFDMにおいてBPSK及びQPSKを使用した場合の理論値結果も比較の為示してある。BPSK及びQPSKの誤り率 P_e の理論値は以下の式を使用している。

 $P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{CNR} \ (BPSK)$ $P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{CNR}{2}} \ (QPSK)$ CNR : (協送波対雑音比) シミュレーション結果より、比較的簡単なBPSK変調をかけた場合のHS-MCMがほぼOFDM変調の場合のQPSKの誤り率と一致しているのが確認できる。シンボル長 1/2 のBPSK変調をかけたHS-MCM方式は、フルシンボル長のOFDM方式と伝送レートの観点からの同一である。従って図4の結果から同一の伝送レートの条件でHS-MCMとOFDM方式では、5章にて述べたHC-MCM復調法を適用する場合、誤り率対CNRが等しくなる。一方、6章で説明したHS-MC-CDAM復調法では、誤り率10⁻⁵点で約1dB近くCNRが改善しているのが確認できた。

表 1: シミュレーションパラメータ

サブキャリア数	1024 本
FFTサイズ	1024 複素 F F T
変調方式	BPSK
送信データ	2値のランダムデータ

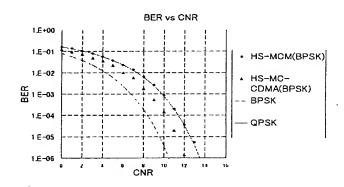


図 4: HS-MCM 及び HS-MC-CDMA の誤り率特性

8 まとめ

OFDM変調方式の更なる通信容量の拡大を目指し、時間軸上でのOFDM変調シンボル長を半分に短縮したHS-MCM法をすでに論文 [4] にて提案している。本稿では、更に偶数サプキャリア群、奇数サプキャリア群をそれぞれWH符号化し、それぞれのサフキャリア群の振幅の合計を0にする事により、偶数サプキャリアと奇数サブキャリア間の干渉を無くし、誤り率特性を改善したHS-MC-CDMAを提案した。また、その誤り率特性をシミュレーションしHS-MCM方式に対し誤り率 10⁻⁵ 点で 1dB 近い CNR の改善を得ることが確認できた。

今後は多値変調を用いた場合、符号化変調を用いた場合、誤り 検出、誤り訂正を用いた場合等に関し、検討を進めていく。

謝辞

本研究を進めるにあたり、有益なご助言、御討論をいただきま した東大 生産技術研究所 今井研究室各位に深く感謝致しま す。

(20)

参考文献

- M.Alard, R.Lassalle:"Principles of Modulation and Channel Coding for Digital Broadcasting for Mobile Receivers", EEU Review-Technical, 224, pp. 168-190 (1987).
- [2] K.Sistanizadeh, et al.: "Multi-tone Transmission for Asymmetric Digital Subscriber Lines (ADSL)", Proc of ICC '93,(1993).
- [3] Shinsuke Hara, Ramjee Prasad: "Overview of Multicarrier CDMA" IEEE Commun. Mag. Dec. 1997, pp126-133.
- [4] 松本渉、今井秀樹:"OFDM 変調方式のハーフシンボル化の検討",SITA2000,Oct.10-13,2000.
- [5] 伊丹誠:"デジタル放送/移動通信のためのOFDM変調 技術",Triceps, 2000 年 3 月.

本誌に掲載された著作物を複写したい方は、(社)日本複写権センターと包括複写許諾契約を締結されている企業の従業員以外は、著作権者から複写権等の行使の委託を受けている次の団体から許諾を受けて下さい。著作物の転載・翻訳のような複写以外の許諾は、直接本会へご連絡下さい。

〒 107-0052 東京都港区赤坂 9-6-41 乃木坂ビル 学術著作権協会

TEL: 03-3475-5618 FAX: 03-3475-5619 E-mail. kammori@msh.biglobe.ne.jp

アメリカ合衆国における複写については、次に連絡して下さい。

Copyright Clearance Center, Inc.

222 Rosewood Drive, Danvers, MA 01923 USA

Phone: 978-750-8400 FAX: 978-750-4744 www.copyright.com

Notice about photocopying

In order to photocopy any work from this publication, you or your organization must obtain permission from the following organization which has been delegated for copyright for clearance by the copyright owner of this publication.

Except in the USA

Japan Academic Association for Copyright Clearance (JAACC)

41-6 Akasaka 9-chome, Minato-ku, Tokyo 107-0052 Japan

TEL: +81-3-3475-5618 FAX: +81-3-3475-5619 E-mail: kammori@msh biglobe.ne.jp

In the USA

Copyright Clearance Center, Inc. (CCC)

222 Rosewood Drive, Danvers, MA 01923 USA

Phone: +1-978-750-8400 FAX: +1-978-750-4744 URL: http://www.copyright.com

電子情報通信学会技術研究報告

信学技報 Vol. 100 No.514 2000年12月9日 発行

IEICE Technical Report

© 電子情報通信学会 2000

Copyright: © 2000 by the Institute of Electronics, Information and Communication Engineers (IEICE)

発行人 東京都港区芝公園3丁目5番8号 機械振興会館内

杜団 電子情報通信学会 事務局長 家田信明

発行所 東京都港区芝公園 3 丁目 5 番 8 号

社団 電子情報通信学会 電話 [03]3433-6691 郵便振替口座 00120-0-35300

The Institute of Electronics, Information and Communication Engineers, Kikai-Shinko-Kaikan Bldg., 5-8, Shibakoen 3 chome, Minato-ku, TOKYO, 105-0011 JAPAN

本技術研究報告に掲載された論文の著作権は(社)電子情報通信学会に帰属します。

Copyright and reproduction permission: All rights are reserved and no part of this publication may be reproduced or transmitted in any form or by any means, electronic or mechanical, including photocopy, recording, or any information storage and retrieval system, without permission in writing from the publisher. Notwithstanding, instructors are permitted to photocopy isolated articles for noncommercial classroom use without fee.

Japanese Patent Laid-open Publication No. HEI 8-97798 A

Publication date: April 12, 1996

Applicant : Nippon Columbia Co., Ltd.

Title : OFDM MODULATOR AND OFDM DEMODULATOR

5

10

15

20

25

[Summary]

[Object]

An object is to provide a modulator and a demodulator capable of reducing multipath disturbance without inserting a guard interval in an OFDM modulation scheme.

[Structure]

In a mapping section 1, complex data is formed from transmission data. This complex data is divided into two sequences. The two sequences are respectively assigned to even-numbered orthogonal carrier and odd-numbered orthogonal carrier, input respectively to an even-numbered carrier IFFT section 3 and an odd-numbered carrier IFFT section 4, subjected to inverse fast Fourier transform by taking an OFDM symbol as the unit, and transformed to complex data on the time axis. In a demodulator, complex data of the even-numbered carrier on the time axis subjected to digital modulation is made to have a waveform obtained by removing a waveform of a former half in an OFDM symbol interval and interpolating the former half with the same waveform as a waveform of a latter half. Complex data of the

odd-numbered carrier on the time axis subjected to digital modulation is made to have a waveform by removing a waveform of a former half and interpolating the former half with the same waveform as a waveform of a latter half inverted in polarity.

[Brief Description of the Drawings]
[FIG. 1]

Fig. 1 is a diagram showing an embodiment of an OFDM modulator according to the present invention.

[FIG. 4]

Fig. 4 is a diagram showing an embodiment of an OFDM demodulator according to the present invention.

15

20

25

[Description of reference numerals]

1:mapping section, 2:serial-parallel conversion section, 3:even-numbered carrier IFFT section, 4:odd-numbered carrier IFFT section, 5, 6:parallel-serial conversion section, 13:first oscillation section, 14:first phase shift section, 25:second oscillation section, 26:second phase shift section, 42:second oscillation 43:second phase section, shift section, 46:first oscillation section, 47: first phase shift section, 50, 57:serial-parallel conversion section, 61:even-numbered

carrier FFT section, 62:parallel-serial conversion section, 63:odd-numbered carrier waveform processing section, 64:odd-numbered carrier FFT section, 65:inverse mapping section.

5

[FIG. 1]

- 1 Mapping section
- 2 Serial-parallel conversion section
- 3 Even-numbered carrier IFFT section
- 10 4 Odd-numbered carrier IFFT section
 - 5 Parallel-serial conversion section
 - 6 Parallel-serial conversion section
 - (1)Transmission data
 - ②Transmission signal

15

[FIG. 4]

- 50 Serial-parallel conversion section
- 57 Serial-parallel conversion section
- 60 Waveform processing section
- 20 61 Even-numbered carrier FFT section
 - 62 Parallel-serial conversion section
 - 63 Waveform processing section
 - 64 Odd-numbered carrier FFT section
 - 65 Inverse mapping section
- 25 ①Received signal

②Received data

(19)日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11)特許出願公開番号

特開平8-97798

(43)公開日 平成8年(1996)4月12日

審査請求 未請求 請求項の数4 OL (全 12 頁)

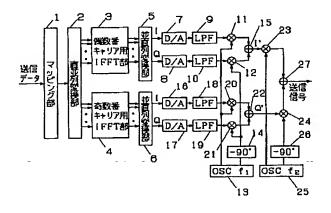
(21)出願番号 特願平6-229126 (71)出願人 000004167 日本コロムピア株式会社 東京都港区赤坂4丁目14番14号 (72)発明者 坂本 忠彦 神奈川県川崎市川崎区港町5番1号 日本 コロムピア株式会社川崎工場内 (74)代理人 弁理士 石井 康夫 (外1名)

(54) 【発明の名称】 OFDM変調器及びOFDM復調器

(57)【要約】

【目的】 OFDM変調方式において、ガードインター バルを挿入せずに、マルチパス妨害を低減できる変調器 及び復調器を提供することを目的とする。

【構成】 マッピング部1おいて、送信データから複素 データが形成される。この複素データは、2系列に分割され、偶数番直交キャリア、奇数番直交キャリアの各々に割り当てられ、それぞれ、偶数番キャリア用1FFT部3、奇数番キャリア用1FFT部4に入力され、OFDMシンボル単位で逆高速フーリエ変換され、時間軸上の複素データに変換される。復調器において、ディジタル変調された偶数番キャリアの時間軸上の複素データは、OFDMシンボル期間における前半の波形を排除し後半の波形と同じ波形を前半に補間した波形にされる。ディジタル変調された奇数番キャリアの時間軸上の複素データは、前半の波形を排除し後半の波形と同じ波形をその極性を反転して前半に補間した波形にされる。



(2)

特開平8-97798

【特許請求の範囲】

【請求項1】 複数の直交キャリアが複素データ系列に てディジタル変調されたOFDM変調方式におけるOF DM変調器において、複素データ系列を2系列に分配 し、該各系列を偶数番目の直交キャリアと奇数番目の直 交キャリアに割り当てる直並列変換手段と、該直並列変 換手段により偶数番目の直交キャリアに割り当てられた 系列、および、奇数番目の直交キャリアに割り当てられた 系列に対し、それぞれ逆DFT処理を行ない時間軸上 の複素データ波形を出力する偶数番キャリア用逆DFT 処理部および奇数番キャリア用逆DFT処理部と、前記 それぞれの逆DFT処理部の出力にて直交変調する2つ の直交変調器を有することを特徴とするOFDM変調 器。

【請求項2】 複数の直交キャリアが複素データ系列に てディジタル変調されたOFDM変調方式におけるOF DM復調器において、偶数番キャリアの直交復調信号と 奇数番キャリアの直交復調信号とをそれぞれ直交復調す るための2つの直交復調器と、該直交復調器の一方によ って得られるディジタル変調された偶数番キャリアの時 間軸上の複素データをOFDMシンボルの中心より前半 の波形を排除し後半の波形と同じ波形を前半に補間する 偶数番キャリア用波形処理部と、該偶数番キャリア用波 形処理部の出力を周波数軸上の複素データに変換する偶 数番キャリア用のFFT処理部と、前記直交復調器の他 方によって得られるディジタル変調された奇数番キャリ アの時間軸上の複素データをOFDMシンボルの中心よ り前半の波形を排除し後半の波形と同じ波形をその極性 を反転して前半に補間する奇数番キャリア用波形処理部 と、該奇数番キャリア用波形処理部の出力を周波数軸上 の複素データに変換する奇数番キャリア用のFFT処理 部と、前記2つのFFT処理部より得られる2つの並列 な周波数軸上の複素データ系列を直列形式の周波数軸上 の複素データ系列へ変換する並直列変換手段を有するこ とを特徴とするOFDM復調器。

【請求項3】 複数の直交キャリアが複素データ系列にてディジタル変調されたOFDM変調方式におけるOFDM変調器において、複素データ系列を2系列に分配し、該各系列を偶数番目の直交キャリアと奇数番目の直交キャリアに割り当てる直並列変換手段と、該直並列変換手段により偶数番目の直交キャリアに割り当てられた系列、および、奇数番目の直交キャリアに割り当てられた系列に対し、それぞれ逆DFT処理を行ない時間軸上の複素データ波形を出力する偶数番キャリア用逆DFT処理部および奇数番キャリア用逆DFT処理部および奇数番キャリア用逆DFT処理部および奇数番キャリア用逆DFT処理部および奇数番キャリア用逆DFT処理部と、前記それぞれの逆DFT処理部の出力にて第1の周波数のキャリアを直交変調器の各出力にて第2の周波数のキャリアを直交変調器の各出力にて第2の周波数のキャリアを直交変調器の各出力にて第2の周波数のキャリアを直交変調器の各出力にて第2の周波数のキャリアを直交変調器の各出力にて第2の周波数のキャリアを直交変調器の各出力にて第2の周波数のキャリアを直交変調器の各出力にて第2の周波数のキャリアを直交変調器の各出力にて第2の周波数のキャリアを直交変調器の各出力にて第2の周波数のキャリアを直交変調器の発出を開発している。

【請求項4】 複数の直交キャリアが複素データ系列に てディジタル変調されたOFDM変調方式におけるOF DM復調器において、受信信号を第2の周波数のキャリ アにて直交復調するための第2の直交復調器と、該第2

の直交復調器によって得られる偶数番キャリアの直交復調信号と奇数番キャリアの直交復調信号とをそれぞれ第1の周波数のキャリアにて直交復調する2つの第1の直交復調器と、該第1の直交復調器の一方によって得られるディジタル変調された偶数番キャリアの時間軸上の複素データをOFDMシンボルの中心より前半の波形を排除し後半の波形と同じ波形を前半に補間する偶数番キャリア用波形処理部と、該偶数番キャリア用波形処理部の出力を周波数軸上の複素データに変換する偶数番キャリア用のFFT処理部と、前記第2の直交復調器の他方によって得られるディジタル変調された奇数番キャリアの

半の波形を排除し後半の波形と同じ波形をその極性を反転して前半に補間する奇数番キャリア用波形処理部と、該奇数番キャリア用波形処理部の出力を周波数軸上の複素データに変換する奇数番キャリア用のFFT処理部と、前記2つのFFT処理部より得られる2つの並列な

時間軸上の複素データをOFDMシンボルの中心より前

周波数軸上の複素データ系列を直列形式の周波数軸上の 複素データ系列へ変換する並直列変換手段を有すること を特徴とするOFDM復調器。

【発明の詳細な説明】

[0001]

【産業上の利用分野】本発明は複数の直交キャリアを複素データでディジタル変調するOFDM変調方式における、OFDM変調器及びOFDM復調器に関するものである。

[0002]

【従来の技術】送信すべきデータを複数の系列に分割し、分割された個々のデータ系列により複数の直交キャリアをそれぞれディジタル変調する直交周波数分割多重方式(Orthogonal Frequency Division Multiplexing、以下、「OFDM」という。)が知られている。この変調方式

は、矩形の周波数スペクトルであるから周波数利用効率が良く、また、1シンボル時間が長いからマルチパス妨害に強い。このような特長を有するため、ディジタル地上波放送やディジタル移動体通信への利用が検討されている。

【0003】図7は、従来のOFDM変調器を説明する 説明図である。図中、80はマッピング部、81は直並 列変換部、82は1FFT部、83は並直列変換部、8 4,85はD/A変換部、86,87はLPF部、8 8,89は乗算部、90は発振部、91は移相部、92 は加算部である。個々の直交キャリアを変調するための ディジタル変調方式としては、任意のものでよいが、こ の従来例は、一般に採用されているQPSKや16QA

(3)

特開平8-97798

M等の直交変調方式を用いる例を示す。原理的には、ディジタル変調方式に代えてアナログ変調方式を用いることもできる。

【0004】送信データはマッピング部80に入力さ れ、ディジタル変調のための直交キャリアに対する振幅 と相対位相とを規定する同相軸(i)データと直交軸 (q) データとからなる複素データが形成される。この 複素データは、直並列変換部81において、OFDMを 構成する直交キャリアの数に等しい数の複素データの集 合(以下、「OFDMシンボル」という。) に変換され 10 る。OFDMシンボルを構成する各複素データは、複数 の直交キャリアに個別に割り当てられる。このOFDM シンボルは、逆高速フーリエ変換部であるIFFT部8 2に入力される。 IFFT部82は、個々の直交キャリ アの振幅および位相が対応する複素データによりディジ タル変調されて得られる波形信号を出力する。その際、 この波形信号を時間軸上の複素データの形式で出力す る。この時間軸上の複素データとは、ディジタル変調さ れて得られる波形データの同相成分の波形(以下、「I 信号」という。)と直交成分の波形(以下、「Q信号」 という。) を表わすものである。 IFFT部82から出 力される時間軸上の複素データは、時間軸上の複数時点 ごとのデータとして並列に出力されるが、並直列変換部 83により変換されて、直列形式の時間軸上の複素デー タ、I信号、Q信号となる。

【0005】 I信号、Q信号は、それぞれ、D/A変換部84,85により、アナログ信号に変換され、ローパスフィルタであるLPF部86,87を介して、乗算部888,89に入力される。I信号の系列は、乗算部88において発振部90の出力と乗算され、Q信号の系列は、乗算部89において移相部91により発振部90の出力が-90度移相されたものと乗算される。各乗算された出力は、加算部92において加算され、OFDMによる送信信号が出力される。なお、発振部90は、無線周波数帯、または、中間周波数帯の周波数f1のキャリアを発生するものである。

【0006】図7に示されるOFDM変調器の動作の一例を、QPSKを用いて直交キャリアをディジタル変調する場合について説明する。

【0007】図8は、QPSK変調方式のシンボルマッ 40ピングを説明する説明図である。図中、43はシンボルの第1の座標点、44は、シンボルの第2の座標点、45はシンボルの第3の座標点、46はシンボルの第4の座標点である。横軸はキャリアの位相と同相の同相軸、縦軸はキャリアの位相と直交する位相の直交軸を表わす。QPSKを用いた場合の複素データを、以下、QPSKシンボルQkという。マッピング部80においては、送信データSkに対応して、半径1の単位円上の4つのシンボルの座標を表わすQPSKシンボルQkが出力される。例えば、直列形式の送信データは、2ビット50

づつ(S_k , S_{k+1})に区切られ、 S_k がQPSKシンボル Q_k の同相軸(i) の座標に対応し、 S_{k+1} がQPSKシンボル Q_k の直交軸(q) の座標に対応する。その結果、送信データ(0, 0)、(0, 1)、(1, 0)、(1, 1)に対応して、それぞれ、シンボルの第1の座標点43、第2の座標点44、第3の座標点45、第4の座標点46を表わすQPSKシンボル Q_k が出力される。QPSKシンボル Q_k は、次式で表わされる。

 $Q_{k} = (1/\sqrt{2}) [(1-2S_{k}) + (1-2S_{k+1})]$

そして、200のシリアルなQPSKシンボルQk = (Q0 , Q1 , Q2 , ・・・, Q199) は、直並列変換 部 81によって 200の並列なQPSKシンボル、Q0 , Q1 , Q2 , ・・・, Q199 に変換され、1つの OFDMシンボルとなる。

【0008】IFFT部82のブロックは、逆DFT、すなわち、逆ディジタルフーリエ変換をするものであればよいが、通常、IFFT、すなわち、逆高速フーリエ変換が使用される。直交キャリア信号の数を200とするとき、この値以上で2のべき乗となる256の値をポイント数とする逆高速フーリエ変換を実行する。この説明例では、256ポイント中200ポイントにQPSKシンボルQkを割り当て、残りの56ポイントに対応するQPSKシンボルは0とし、これに対応する直交キャリアを送信しない。なお、一般的には、同期用のQPSKシンボル等も加えられる。

【0009】図9は、従来の直交キャリアの周波数軸上 の配置を説明する説明図である。図中、104は複数の 直交キャリア信号、105は中心周波数、106は周波 数間隔、107は各キャリア信号に対応するQPSKシ ンボルQk である。図面の横軸は周波数、縦軸は振幅レ ベルを表す。Tsは、OFDMシンボルの送信間隔、す なわちOFDMシンボル周期である。直交キャリア信号 104は、中心周波数105を中心としてその左右に等 間隔1/Tsの周波数間隔106で-100/Tsから 100/Tsまで配置されている。この例では、直交キ ャリア信号104の数が200であり、各直交キャリア 信号104に対応して複素データであるQPSKシンボ ルQk 107は、Q0からQ199までが割り当てられ ている。各直交キャリアがQPSKシンボルQk 107 によりディジタル変調されたときの周波数スペクトル は、いわゆるsinx/x型のカーブとなり、隣接直交 キャリアの周波数点において0となり、各直交キャリア 104の変調信号は、互いに干渉を受けずに復調され る。

【0010】図10は、従来のガードインターバルを説明する説明図である。図中、108は、1つのOFDMシンボルQkに対応する送信波形、109は有効シンボ ル期間、110は有効シンボル期間の後部、111はガ

特開平8-97798

5

ードインターバルである。1つのOFDMシンボルQkに対応する送信波形の有効シンボル期間109の後部の約20%の部分110と同じものが、ダミー信号として有効シンボル期間109に先行するガードインターバル111に挿入されるように時分割多重される。なお、この時分割多重は、IFFT82での処理後の並直列変換部83で行なわれる。伝送路におけるマルチパス妨害により、受信時に遅れて到来する信号がこのガードバンドインターバル期間111に到来するようにガードインターバルを設定し、復調は、後述するように、このガードインターバル期間111を除く有効シンボル期間109について実行する。

【0011】図11は、従来のOFDM復調器を説明す る説明図である。図中、120は乗算部、121は乗算 部、122は発振部、123は移相部、124はLPF 部、125はA/D変換部、126は直並列変換部、1 27はLPF部、128はA/D変換部、129はFF T部、130は並直列変換部、131は逆マッピング部 である。OFDMの受信信号は、乗算部120および乗 算部121に入力され、乗算部120において発振部1 22の出力と乗算され、乗算部121において移相部1 23により発振部の出力が-90度移相されたものと乗 算される。乗算部120の出力は、ローパスフィルタで あるLPF部124とA/D変換部125を介し、I信 号として直並列変換部126に入力される。乗算部12 1の出力は、LPF部127とA/D変換部128を介 し、Q信号として直並列変換部126に入力される。直 並列変換部126の出力は、FFT部129に入力さ れ、高速フーリエ変換を施されて並直列変換部130に 入力され、直列信号となって逆マッピング部131に入 30 力され受信データが得られる。FFT部129のブロッ クは、DFT、すなわち、ディジタルフーリエ変換をす るものであればよいが、通常、FFT、すなわち、高速 フーリエ変換が使用される。

【0012】図11に示される従来のOFDM復調器の 動作の一例を、直交キャリアをQPSKでディジタル変 調する場合について説明する。復調は、ほぼ変調時の逆 工程となる。受信信号は乗算部120、121におい て、周波数 f 1 にて直交復調され直列形式の時間軸上の 複素信号に分離される。これらはLPF部124、12 7およびA/D変換部125、128を介し、時間軸上 の複素データ、I信号とQ信号になる。このI信号とQ 信号とは、直並列変換部126において並列化され、F FT処理部129において、256ポイントのFFT処 理が施され周波数軸上の複素データへ変換され、OFD Mシンボルとなる。このOFDMシンボルは、同相軸 (i) データと直交軸(q) データとからなる複素デー タであるQPSKシンボルQk の集合となる。その際、 OFDMシンボル内のガードインターバル111の部分 を無視して、残りの256ポイントをFFT処理する。

OFDMシンボルを構成する複素データQo, Qı, ・・・, Qıgo は、並直列変換部130において直列形式の複素データに変換され、逆マッピング部131において元の送信データと同じ受信データが得られる。

【0013】しかし、ガードインタバル111が挿入される結果、有効なOFDMシンボル期間109が時間軸圧縮されることになるから、周波数軸上の直交キャリア間隔が広がり、周波数の利用効率が低下する。また、周波数軸上における各キャリアの直交性が崩れることになるから、ディジタル変調された直交キャリアが互いに干渉を受けることになる。

[0014]

【発明が解決しようとする課題】本発明は、上述した事情に鑑みてなされたもので、複数の直交キャリアが複索データ系列にてディジタル変調されたOFDM変調方式において、ガードインターバルを有効シンボル期間の間に挿入せずに、マルチパス妨害を低減できる変調器及び復調器を提供することを目的とするものである。

[0015]

【課題を解決するための手段】本発明は、請求項1に記載の発明においては、複数の直交キャリアが複索データ系列にてディジタル変調されたOFDM変調方式におけるOFDM変調器において、複素データ系列を2系列に分配し、該各系列を偶数番目の直交キャリアと奇数番目の直交キャリアに割り当てる直並列変換手段と、該直並列変換手段により偶数番目の直交キャリアに割り当てられた系列、および、奇数番目の直交キャリアに割り当てられた系列に対し、それぞれ逆DFT処理を行ない時間軸上の複素データ波形を出力する偶数番キャリア用逆DFT処理部および奇数番キャリア用逆DFT処理部と、前記それぞれの逆DFT処理部の出力にて直交変調する2つの直交変調器を有することを特徴とするものである。

【0016】請求項2に記載の発明においては、複数の 直交キャリアが複素データ系列にてディジタル変調され たOFDM変調方式におけるOFDM復調器において、 偶数番キャリアの直交復調信号と奇数番キャリアの直交 復調信号とをそれぞれ直交復調するための2つの直交復 調器と、該直交復調器の一方によって得られるディジタ ル変調された偶数番キャリアの時間軸上の複素データを OFDMシンボルの中心より前半の波形を排除し後半の 波形と同じ波形を前半に補間する偶数番キャリア用波形 処理部と、該偶数番キャリア用波形処理部の出力を周波 数軸上の複素データに変換する偶数番キャリア用のFF T処理部と、前記直交復調器の他方によって得られるデ ィジタル変調された奇数番キャリアの時間軸上の複素デ ータをOFDMシンボルの中心より前半の波形を排除し 後半の波形と同じ波形をその極性を反転して前半に補間 する奇数番キャリア用波形処理部と、該奇数番キャリア 用波形処理部の出力を周波数軸上の複素データに変換す

50

7

る奇数番キャリア用のFFT処理部と、前記2つのFF T処理部より得られる2つの並列な周波数軸上の複素データ系列を直列形式の周波数軸上の複素データ系列へ変 換する並直列変換手段を有することを特徴とするもので ある。

【0017】請求項3に記載の発明においては、複数の直交キャリアが複素データ系列にてディジタル変調されたOFDM変調方式におけるOFDM変調器において、複素データ系列を2系列に分配し、該各系列を偶数番目の直交キャリアと奇数番目の直交キャリアに割り当てられた系列、および、奇数番目の直交キャリアに割り当てられた系列に対し、それぞれ逆DFT処理を行ない時間軸上の複素データ波形を出力する偶数番キャリア用逆DFT処理部および奇数番キャリア用逆DFT処理部および奇数番キャリア用逆DFT処理部と、前記それぞれの逆DFT処理部と、前記それぞれの逆DFT処理部の出力にて第1の周波数のキャリアを直交変調器の各出力にて第2の周波数のキャリアを直交変調器の各出力にて第2の周波数のキャリアを直交変調器の各出力にて第2の周波数のキャリアを直交変調器の各出力にて第2の周波数のキャリアを直交変調器の各出力にて第2の周波数のキャリアを直交変調器の各出力にて第2の周波数のキャリアを直交変調器の各出力にて第2の周波数のキャリアを直交変調器の各出力にて第2の周波数のキャリアを直交変調器の各出力にて第2の周波数のキャリアを直交変調器の各出力にて第2の周波数のキャリアを直交変調器のある。

【0018】請求項4に記載の発明においては、複数の 直交キャリアが複素データ系列にてディジタル変調され たOFDM変調方式におけるOFDM復調器において、 受信信号を第2の周波数のキャリアにて直交復調するた めの第2の直交復調器と、該第2の直交復調器によって 得られる偶数番キャリアの直交復調信号と奇数番キャリ アの直交復調信号とをそれぞれ第1の周波数のキャリア にて直交復調する2つの第1の直交復調器と、該第1の 直交復調器の一方によって得られるディジタル変調され た偶数番キャリアの時間軸上の複素データをOFDMシ ンボルの中心より前半の波形を排除し後半の波形と同じ 波形を前半に補間する偶数番キャリア用波形処理部と、 該偶数番キャリア用波形処理部の出力を周波数軸上の複 素データに変換する偶数番キャリア用のFFT処理部 と、前記第2の直交復調器の他方によって得られるディ ジタル変調された奇数番キャリアの時間軸上の複素デー タをOFDMシンボルの中心より前半の波形を排除し後 半の波形と同じ波形をその極性を反転して前半に補間す る奇数番キャリア用波形処理部と、該奇数番キャリア用 波形処理部の出力を周波数軸上の複素データに変換する 40 奇数番キャリア用のFFT処理部と、前記2つのFFT 処理部より得られる2つの並列な周波数軸上の複素デー タ系列を直列形式の周波数軸上の複素データ系列へ変換 する並直列変換手段を有することを特徴とするものであ る。

[0019]

【作用】OFDM変調器においては、変調された偶数番目の直交キャリアと変調された奇数番目の直交キャリアを独立して送信する。OFDM復調器においては、マルチパス妨害により先行する有効シンボル期間から遅延し 50

て到達する波が含まれるOFDMシンボルの先頭より50%の期間を復調に用いない。変調された偶数番目の直交キャリアと変調された奇数番目の直交キャリアとは、1シンボル内においてそれぞれ固有の対称性を有することから、変調された偶数番目の直交キャリアについては、後半の50%と同じものを前半に補間して復調する。変調された奇数番目のキャリアについては、後半の50%と同じものを極性を反転させて前半に補間して復調する。マルチパス妨害を受けている前半の期間を復調に用いないから、マルチパス妨害を低減できるとともに、送信側においてガードインタバルが挿入されないから、周波数利用効率を高めることができるとともに、各キャリアは完全な直交関係となるから、各変調された直交キャリア相互の干渉が少なくなる。

[0020]

20

【実施例】図1は、本発明のOFDM変調器の一実施例を説明する説明図である。図中、1はマッピング部、2は直並列変換部、3は偶数番キャリア用1FFT部、4は奇数番キャリア用1FFT部、5,6は並直列変換部、7,8はD/A変換部、9,10はLPF部、11,12は乗算部、13は第1の発振部、14は第1の移相部、15は加算部、16,17はD/A変換部、18,19はLPF部、20,21は乗算部、22は加算部、23,24は乗算部、25は第2の発振部、26は第2の移相部、27は加算部である。個々の直交キャリアを変調するためのディジタル変調方式としては、任意のものでよいが、この実施例は、QPSKや16QAM等の直交変調方式を用いる例を示す。原理的には、ディジタル変調方式に代えてアナログ変調方式を用いることもできる。

【0021】送信データは、マッピング部1に入力さ れ、マッピングされて、複素データが形成される。この 複素データは、直並列変換部2において、OFDMシン ボルに変換される。しかし、従来技術とは異なり、複素 データは、OFDM偶数シンボル、OFDM奇数シンボ ルの2つに分割されて分配される。OFDM偶数シンボ ルは、偶数番直交キャリアの各々に割り当てられ、OF DM奇数シンボルは、奇数番直交キャリアの各々に割り 当てられる。一般に、OFDMシンボルを構成する複素 データの総数よりも直交キャリアの総数の方を多くする から、複素データが割り当てられない残りの直交キャリ アに対しては、複素数0が割り当てられる。OFDM偶 数シンボルは、偶数番キャリア用IFFT部3に入力さ れ、OFDM奇数シンボルは、奇数番キャリア用IFF T部4に入力され、各キャリアに割り当てられた複素数 は、それぞれOFDMシンボル単位で逆高速フーリエ変 換され、時間軸上の複素データに変換される。偶数番キ ャリア用 I F F T 部 3 の出力は、並直列変換部 5 に入力 され、直列形式の時間軸上の複素データである【信号、 Q信号となる。同様に、奇数番キャリア用IFFT部4

10

特開平8-97798

)

の出力は、並直列変換部6に入力され、直列形式の時間軸上の複数データである I 信号、Q 信号となる。並直列変換部5の出力である I 信号とQ信号とは、それぞれD/A 変換部7,8によりアナログ波形に変換され、ローパスフィルタである L P F 部9,10を介して、乗算部11,12に入力される。 I 信号の系列は、乗算部11において、周波数 f 1の第1の発振部13の出力と乗算され、Q 信号の系列は、乗算部12において、第1の移相部14により第1の発振部13の出力が一90度移相されたものと乗算される。各乗算された出力は、加算部 1015において加算され、I'信号となる。

【0022】同様に、並直列変換部6の出力である1信 号とQ信号とは、それぞれD/A変換部16,17によ りアナログ波形に変換され、ローパスフィルタLPF1 8, 19を介して、乗算部20, 21に入力される。 I 信号の系列は、乗算部20において、周波数f1の第1 の発振部13の出力と乗算され、Q信号の系列は、乗算 部21において、第1の移相部14により第1の発振部 13の出力が-90度移相されたものと乗算される。各 乗算された出力は、加算部22において加算され、Q' 信号となる。I'信号は、乗算部23に入力され、周波 数f2の第2の発振部25の出力と乗算され、Q'信号 は、乗算部24に入力され、第2の移相部26により周 波数 f 2の第2の発振部25の出力が-90度移相され たものと乗算される。乗算部23の出力と乗算部24の 出力とは、加算部27において加算され送信信号とな る。なお、本発明のOFDM変調器においては、ガード インターバルは挿入されない。

【0023】図1に示されるOFDM変調器の動作の一 例を、QPSKを用いて直交キャリアをディジタル変調 30 する場合について説明する。シンボルマッピングについ ては、図8で説明した従来技術の場合と同様である。 送 信データが、マッピング部1に入力され、200のシリ $T \mu Q P S K \nu \nu \pi \mu Q k = (Q_0, Q_1, Q_2, \cdot)$ ・・, Q199) に変換され、直並列変換部2によって2 00の並列なQPSKシンボル、Qo, Q1, Q2. ・・・, Q199 からなる1つのOFDMシンボルに変換 される。この際、1つのOFDMシンボルは2つの集合 に分割される。ここでは、偶数番目のQPSKシンボル QkE = (Qo , Q2 , Q4 , · · · , Q198) からなる 40 OFDM偶数シンボル、奇数番目のQPSKシンボルQ k0 = (Q1 , Q3 , Q5 , ・・・, Q199) からなるO FDM奇数シンボルの2つにグループ分けられる。さら にOFDM偶数シンボルは、送信する200のキャリア の偶数番目のキャリア (DCを除く最低周波数1/Ts の偶数倍のキャリア) に割り当てられ、OFDM奇数シ ンボルを、奇数番目のキャリア(DCを除く最低周波数 1/Tsの奇数倍のキャリア)に割り当てられる。

【0024】図2は、OFDM偶数シンボルが割り当て られる直交キャリアの配置を説明する説明図である。図 50

中、30は複数のキャリア信号、31は中心周波数、3 2は周波数間隔、33は各キャリア信号に対応するQP SKシンボルQk である。図面の横軸は周波数、縦軸は 振幅レベルを表わす。Tsは、OFDMシンボルの送信 間隔、すなわちOFDMシンボル周期である。直交キャ リア信号30は、中心周波数31を中心としてその左右 に等間隔2/Tsの周波数間隔32で-100/Tsか 6100/Tsまで配置されている。この例では、直交 キャリア信号30の数が100であり、各キャリア信号 30に対応してQPSKシンボルQk 33は、Q0から Q198までが割り当てられる。各直交キャリアは、従 来技術と同様にQPSKシンボルQk によりディジタル 変調されており、各直交キャリアがディジタル変調され たときの周波数スペクトルは、いわゆるsinx/x型 のカーブとなり、隣接キャリアの周波数点との中間点、 および、隣接キャリアの周波数点において0となる。

【0025】図3は、OFDM奇数シンボルが割り当て られる直交キャリアの配置を説明する説明図である。図 中、34は複数のキャリア信号、35は中心周波数、3 6は周波数間隔、37は各キャリア信号に対応するQP SKシンボルQk である。図面の横軸は周波数軸、縦軸 は振幅レベルを表す。Tsは、OFDMシンボルの送信 間隔、すなわちOFDMシンボル周期である。キャリア 信号70は、中心周波数35を中心としてその左右に土 1/Tsから間隔2/Tsの周波数間隔36で-99/ Tsから99/Tsまで配置されている。この例では、 キャリア信号34の数が100であり、各キャリア信号 34に対応してQPSKシンボルQk 37は、Q1から Q199までが割り当てられている。各直交キャリア は、従来技術と同様に複素データによりディジタル変調 されており、各直交キャリアがディジタル変調されたと きの周波数スペクトルは、いわゆるsinx/x型のカ ープとなり、隣接キャリアの周波数点との中間点、およ び、隣接キャリアの周波数点において0となる。

【0026】偶数番キャリア用IFFT部3のブロックは、逆DFT、すなわち、逆ディジタルフーリエ変換をするものであればよいが、この一実施例では、IFFT、すなわち、逆高速フーリエ変換が使用される。直交キャリア信号の総数を200とするとき、この値以上で2のべき乗となる256の値をポイント数とする逆高速フーリエ変換が実行される。この一実施例では、256ポイント中100ポイントにOFDM偶数シンボルを割り当て、残りのポイントに対応するQPSKシンボルは0とし、これに対応する直交キャリアを送信しない。なお、同期用の偶数番目のQPSKシンボル等を加え、これにより対応する直交キャリアをQPSK変調してもよい。

【0027】OFDM偶数シンボルは、偶数番キャリア 用IFFT3において256ポイントで逆高速フーリエ 変換処理され、時間軸における256ポイントの複素デ

12

特開平8-97798

11

ータに変換され、並直列変換部5によって時間軸上に並べられて、直列形式で出力される。すなわち、OFDM 偶数シンボルによってQPSK変調された偶数番直交キャリアの時間軸上での和(以下、「OFDM複素偶数データ」という。)を、実数部のI信号、虚数部のQ信号別に出力される。例えば、OFDM偶数シンボルを構成するQPSKシンボルQkE = (Q0,Q2,Q4,・・・、Q198)の時間軸上の波形x(t)は、次式で表わされる。

xE (t) = $\sum_{k=-100}^{100}$ Q_{k+100} · e x p (j 2 10 π k t / T s)

ただし、kは、-100, -98, -4, -2, 2, 4, · · · · , 98, 100である。

【0029】奇数番キャリア用IFFT部4のブロックについても同様に、逆DFTをするものであればよいが、この一実施例では、IFFTが使用され、256をポインの逆高速フーリエ変換が実行される。この一実施例では、256ポイント中100ポイントにOFDM偶数シンボルを割り当て、残りのポイントに対応するQPSKシンボルは0とし、これに対応する直交キャリアを送信しない。なお、同期用の奇数番目のQPSKシンボル等を加え、これにより対応する直交キャリアをQPSK変調してもよい。

【0030】OFDM奇数シンボルは、奇数番キャリア用IFFT4において256ポイントで逆高速フーリエ変換処理され、時間軸における256ポイントの複素データに変換され、並直列変換部6によって時間軸上に並べられて、直列形式で出力される。すなわち、OFDM奇数シンボルによってQPSK変調された奇数番直交キャリアの時間軸上での和(以下、「OFDM複素奇数データ」という。)を、実数部のI信号、虚数部のQ信号別に発生している。例えば、OFDM奇数シンボルを構成するQPSKシンボルQko=(Q1、Q3、Q5、・・・、Q199)の時間軸上の波形×(t)は、次式で表される。

x0 (t) = Σ k=-99 99 Qk+100 · exp (j 2 π k t/Ts)

ただし、kは、-99, -97, \cdots , -3, -1, 1, 3, \cdots , 97, 99である。

【0031】OFDM複素奇数データの I 信号、Q信号の各系列は、乗算部 20, 21、加算部 22 からなる変調器において、周波数 f 1 のキャリアにより直交変調される。 I'信号、Q'信号は、さらに、乗算部 23, 24、加算部 27 からなる変調器において、周波数 f 2 のキャリアにて直交変調される。

【0032】以上の一実施例においては、1'信号、

Q'信号は、乗算部23,24、加算部27からなる変調器において、2段階目の直交変調が施される。しかし、I'信号とQ'信号とを独立して送信すれば、受信側において、後述するような復調が可能となるものであるから、この2段階目の直交変調は独立して送信するための一具体例にすぎない。2つの信号を独立して送信する方法は、多重伝送方式として種々の方式があるから、任意の名重伝送方式として種々の方式があるから、任意の名重伝送方式として種々の方式があるから、

任意の多重伝送方式を採用して、I'信号とQ'信号と を独立して送信することができる。ガードインターバル は、挿入されていないので各キャリアは完全な直交関係

となっている。 【0033】なお、各変調器は、アナログ回路を採用したが、ディジタル信号処理によって実現されるものでもよい。例えば、すべての変調器をディジタル信号処理に

よって実現する場合には、D/A変換部7,8,16,17が省略され、ディジタル信号処理の最後にD/A変換されて送信信号が出力される。

(の034) 図4は、本発明のOFDM復調器の一実施例を説明する説明図である。図中、40,41は乗算

部、42は第2の発振部、43は第2の移相部、44, 45は乗算部、46は第1の発振部、47は第1の移相 部、48はLPF部、49はA/D変換部、50は直並

列変換部、51はLPF部、52はA/D変換部、5 3,54は乗算部、55はLPF部、56はA/D変換 部、57は直並列変換部、58はLPF部、59はA/ D変換部、60は偶数番キャリア用波形処理部、61は

偶数番キャリア用FFT部、62は並直列変換部、63 は奇数番キャリア用波形処理部、64は奇数番キャリア 用FFT部、65は逆マッピング部である。

【0035】受信信号は、乗算部40および乗算部41 に入力され、乗算部40において、周波数f2の第2の 発振部42の出力と乗算され1、信号となり、乗算部4 1において、第2の移相部43により第2の発振部42 の出力が-90度移相されたものと乗算され、Q'信号 となる。この I'信号およびQ'信号は、図 1 で説明し たOFDM変調器におけるI'信号およびQ'信号に対 応するものである。 I'信号は、乗算部44および乗算 部45に入力され、乗算部44において、周波数f1の 第1の発振部46の出力と乗算され、乗算部45におい て、第1の移相部47により第1の発振部46の出力が -90度移相されたものと乗算される。乗算部44の出 力は、ローパスフィルタであるLPF部48、A/D変 換部49を介してディジタル信号である I 信号となり、 直並列変換部50に入力される。乗算部45の出力は、 ローパスフィルタであるLPF部51、A/D変換部5 2を介してディジタル信号であるQ信号となり、直並列 変換部50に入力される。このI信号およびQ信号は、 図1で説明したOFDM複素偶数データの実数部および

50 イントの時間軸における並列形式の複素データに変換さ

虚数部に対応し、直並列変換部50において、256ポ

(8)

特開平8-97798

13

れる。

【0036】一方、乗算部41の出力であるQ'信号は、乗算部53,54に入力され、乗算部53において、周波数f1の第1の発振部46の出力と乗算され、乗算部54において、第1の移相部47により第1の発振部46の出力が一90度移相されたものと乗算される。乗算部53の出力は、ローパスフィルタであるLPF部55、A/D変換部56を介してアナログ信号であるI信号となり、直並列変換部57に入力される。乗算部54の出力は、ローパスフィルタであるLPF部58、A/D変換部59を介してアナログ信号であるQ信号となり、直並列変換部57に入力される。このI信号およびQ信号は、図1で説明したOFDM複素奇数データの実数部および虚数部に対応する。直並列変換部57において、256ポイントの時間軸における並列形式の複素データに変換される。

【0037】直並列変換部50の出力である、256ポ イントの時間軸における並列形式の複素データは、偶数 番キャリア用波形処理部60に入力され、後述する波形 処理がなされれた後、偶数番キャリア用FFT処理部6 0において、256ポイントのFFT処理が施され周波 数軸上の複素データへ変換され、同相軸(i)データと 直交軸(q)データとからなる複素データの集合である OFDM偶数シンボルとなる。周波数軸上に変換された 複素データQ0 , Q2 , · · · , Q198 は、並直列変換 部62に入力される。一方、直並列変換部57の出力で ある、256ポイントの時間軸における並列形式の複素 データは、奇数番キャリア用波形処理部63に入力さ れ、後述する波形処理がなされた後、奇数番キャリア用 FFT処理部64において、256ポイントのFFT処 理が施され周波数軸上の複素データへ変換され、同相軸 (i) データと直交軸(q) データとからなる複素デー タの集合であるOFDM奇数シンボルとなる。周波数軸 上に変換された複素データQ1, Q3, · · · , Q199 は、並直列変換部62に入力される。

【0038】並直列変換部62においてOFDM偶数シンボルとOFDM奇数シンボルとが一体化されOFDMシンボルを構成する直列形式の複素データQkに変換され、マッピング部131において元の送信データと同じ受信データが得られる。

【0039】図4に示される本発明のOFDM復調器の動作の一例を、直交キャリアがQPSKでディジタル変調された場合について説明する。

【0040】図5は、OFDM偶数番直交キャリアの波形を説明する説明図である。図中、70はOFDMシンボルQ98、Q100の直交キャリアを表わす波形、71はQPSKシンボルQ96、Q102の直交キャリアを表わす波形、72はQPSKシンボルQ94、Q104の直交キャリアを表わす波形、73はQPSKシンボルQ0、Q198の直交キャリアを表わす波形である。

横軸は、時間であり1タイムスロット時間Tsは、OF DMシンボル期間を表わし、縦軸は振幅しばルでなる

14

DMシンボル期間を表わし、縦軸は振幅レベルである。 【0041】QPSKシンボルQ98,Q100の直交キャリアを表わす波形70は、1タイムスロットのOFDMシンボル期間において2周期の波形であり、1タイムスロットの中心時点に対して前半と後半とで波形が同じである。同期間において、QPSKシンボルQ96,Q102の直交キャリアを表わす波形71は、4周期の波形であり、OFDMシンボルQ94,Q104の直交キャリアを表わす波形72は、6周期の波形であり、QPSKシンボルQ0,Q198の直交キャリア73を表わす波形112は、100周期の波形であり、いずれも、前半と後半で波形が同じである。

【0042】個々の偶数番直交キャリアがQPSK変調された波形は、1つのOFDMシンボル期間において、偶数番直交キャリアに対して所定の相対位相関係をほぼ維持するから、偶数番直交キャリアと同様に前半と後半とで波形が同じになる。そして、偶数番直交キャリアの時間軸上の複素データであるI信号とQ信号とは、複数の偶数番直交キャリアが個々にQPSK変調された時間軸波形の和であるOFDM複素偶数データの実数部と虚数部である。したがって、I信号とQ信号も、同様に、1つのOFDMシンボル期間において、前半と後半とで波形が同じになる。

【0043】図6は、OFDM奇数番直交直交キャリアの波形を説明する説明図である。図中、74はQPSKシンボルQ99、Q110の直交キャリアを表わす波形、75はQPSKシンボルQ97、Q103の直交キャリアを表わす波形、76はQPSKシンボルQ95、Q105の直交キャリアを表わす波形、77はQPSKシンボルQ1、Q199の直交キャリアを表わす波形である。横軸は、時間であり1タイムスロット時間TsであるOFDMシンボル期間を表わし、縦軸は振幅レベルである。

【0044】QPSKシンボルQ99,Q101の直交キャリアを表わす波形74は、1タイムスロットのOFDMシンボル期間において1周期の波形であり、1タイムスロットの中心時点に対して前半と後半とで波形の位相が反転する。同期間において、QPSKシンボルQ97,Q103の直交キャリアを表わす波形75は、3周期の波形であり、QPSKシンボルQ95,Q105の直交キャリアを表わす波形76は、5周期の波形であり、QPSKシンボルQ1,Q199の直交キャリアを表わす波形77は、109周期の波形であり、いずれも、1タイムスロットの中心時点に対して前半と後半で波形の位相が反転する。

【0045】個々の奇数番直交キャリアがQPSK変調された波形についても同様に、1つのOFDMシンボル期間において、奇数番直交キャリアに対して所定の相対 50 位相関係をほぼ維持するから、奇数番直交キャリアと同

特開平8-97798

16

調することが可能になる。

[0050]

(9)

【発明の効果】以上の説明から明らかなように、本発明のOFDM変調器およびOFDM復調器によれば、マルチパス妨害を低減できるとともに、送信側においてガードインタバルが挿入されないから、周波数利用効率を高めることができるとともに、各直交キャリアは完全な直交関係となるから、各変調された直交キャリア相互の干渉が少なくなるという効果を得ることができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明のOFDM変調器の一実施例を説明する説明図である。

【図2】OFDM偶数シンボルが割り当てられる直交キャリアの配置を説明する説明図である。

【図3】 OFDM奇数シンボルが割り当てられる直交キャリアの周波数軸上の配置を説明する説明図である

【図4】本発明のOFDM復調器の一実施例を説明する説明図である。

【図5】OFDM偶数番直交キャリアの波形を説明する 説明図である

【図6】OFDM奇数番直交キャリアの波形を説明する説明図である。

【図7】従来のOFDM変調器を説明する説明図である。

【図8】QPSK変調方式のシンボルマッピングを説明する説明図である。

【図9】従来の直交キャリアの周波数軸上の配置を説明 する説明図である。

【図10】従来のガードインターバルを説明する説明図である。

【図11】従来のOFDM復調器を説明する説明図である。

【符号の説明】

1…マッピング部、2…直並列変換部、3…偶数番キャリア用IFFT部、4…奇数番キャリア用IFFT部、5,6…並直列変換部、13…第1の発振部、14…第1の移相部、25…第2の発振部、26…第2の移相部、42…第2の発振部、43…第2の移相部、46…第1の発振部、47…第1の移相部、50,57…直並列変換部、61…偶数番キャリア用FFT部、62…並直列変換部、63…奇数番キャリア用を形処理部、64…奇数番キャリア用FFT部、65…逆マッピング部。

様に前半と後半とで波形の位相が反転している。そして、奇数番直交キャリアの時間軸上の複素データである I 信号とQ信号とは、複数の奇数番直交キャリアが個々にQPSK変調された時間軸上の波形の和であるOFD M複素奇数データの実数部と虚数部である。したがって、I 信号とQ信号も、同様に、1つのOFDMシンボル期間において、前半と後半とで波形の位相が反転している。

【0046】直並列変換部50の出力は、偶数番直交キャリア用波形処理部60に入力され、OFDMシンボル 10におけるQPSK変調された偶数番直交キャリアの時間軸上の複素データIとQの中心より前半の波形を排除し後半の波形と同じ波形を前半に補間した波形にされる。一方、直並列変換部57の出力は、奇数番直交キャリア用波形処理部63に入力され、OFDMシンボルにおけるQPSK変調された奇数番直交キャリアの時間軸上の複素データIとQの中心より前半の波形を排除し後半の波形と同じ波形をその極性を反転して前半に補間した波形にされる。

【0047】偶数番直交キャリア用波形処理部60、奇 20 数番直交キャリア用波形処理部63の出力は、それぞれ 偶数番直交キャリア用FFT部61、奇数番直交キャリア用FFT部64に入力され、従来技術と同様に周波数 軸上の同相軸(i)データと直交軸(q)データとから なる複素データの集合であるOFDM偶数シンボルおよびOFDM奇数シンボルとなる。そして、これらは、並 直列変換部62に入力され、送信時と同じ順序の直列形式のQPSK複素データ列Qk となり、逆マッピング部65において、元の送信データが復元される。

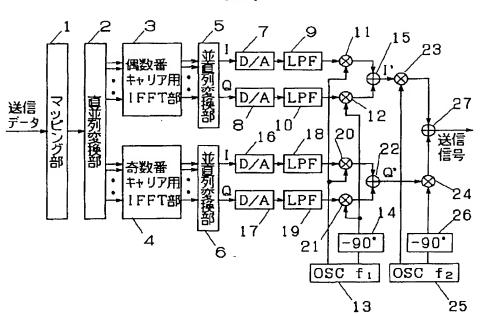
【0048】なお、偶数番直交キャリア用波形処理部60、奇数番直交キャリア用波形処理部64の機能をそれぞれFFT部において実行してもよい。すなわち、複素データ1とQの前半の波形を排除し、後半の波形を繰り返して前半にコピーしてから周波数軸上の複素データに変換する偶数番直交キャリア用のFFT処理部、複素データ1とQの前半の波形を排除し、後半の波形をその極性を反転させてコピーしてから周波数軸上の複素データに変換する奇数番直交キャリア用のFFT処理部としてもよい。

【0049】このようにして、マルチパス妨害により1シンボル先行する有効シンボル期間から遅延して到達する波が含まれる期間である、1つのOFDMシンボル期間の先頭より50%の期間を除く残りの期間のみから復

(10)

特開平8-97798

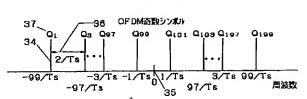




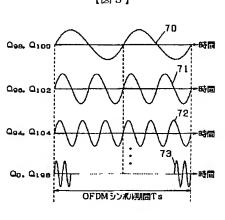
【図2】



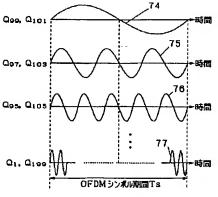
【図3】



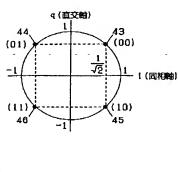
【図5】



【図6】



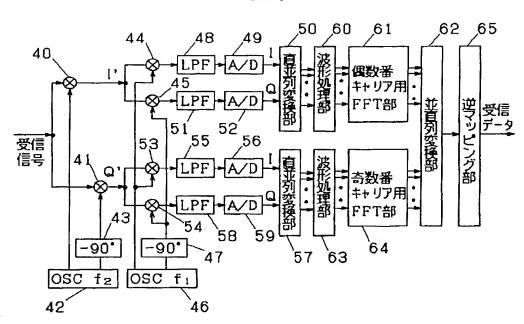
【図8】



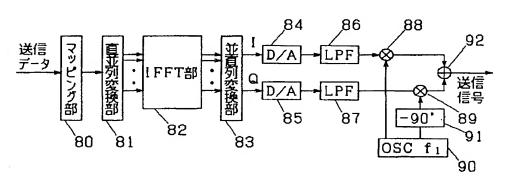
(11)

特開平8-97798

【図4】

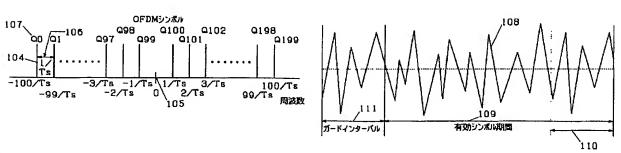


【図7】



[図9]-

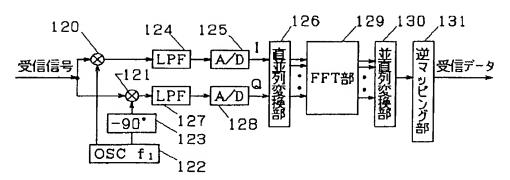
【図10】



(12)

特開平8-97798

【図11】



Japanese Patent Laid-open Publication No. 2001-36494 A

Publication date : February 9, 2001

Applicant : Mitsubishi Denki K. K.

Title: COMMUNICATION SYSTEM, COMMUNICATION APPARATUS, AND

5 COMMUNICATION METHOD

(57) [Summary] (There are amendments)
[Problem]

When conducting data communication by using a multi-carrier modulation and demodulation scheme, it is aimed to prevent NEXT noise from affecting other communication schemes such as the ISDN, suppress delays at the time of data communication as far as possible, and increase the data transmission efficiency.

15 [Solving Means]

20

25

In the case where such an interval as to affect other communication schemes does not exist in unit time, a transmission apparatus transmits data by using the whole of the unit time. In the case where such an interval as to affect other communication schemes exists in the unit time, the transmission apparatus transmits data during such an interval as not to affect other communication schemes in the unit time. In the case where such an interval as to affect other communication schemes does not exist in the unit time, a reception apparatus receives data transmitted

by using the whole of the unit time. In the case where such an interval as to affect other communication schemes exists in the unit time, the reception apparatus receives data transmitted during such an interval as not to affect other communication schemes in the unit time. On the basis of the received data, data of the unit time is restored.

[Brief Description of the Drawings]
[FIG. 5]

Fig. 5 is a diagram showing assignment of data to tones in a communication apparatus according to the present invention.

[FIG. 5]

- 15 (a) First to fourth symbols
 - (b) Fifth symbol
 - ①One symbol (0.25 ms)
 - ②Synthesized wave

(19)日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11)特許出願公開番号 特開2001-36494

(P2001 - 36494A)

(43)公開日 平成13年2月9日(2001.2.9)

(51) Int.Cl.7

H04J 11/00

識別記号

FΙ H04J 11/00 テーマコード(参考)

Z 5K022

審査請求 未請求 請求項の数7 OL (全 9 頁)

(21)出願番号

(22)出願日

特願平11-202932

平成11年7月16日(1999.7.16)

(71)出願人 000006013

三菱電機株式会社

東京都千代田区丸の内二丁目2番3号

(72) 発明者 松本 渉

東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三

菱電機株式会社内

(74)代理人 100102439

弁理士 宮田 金雄 (外2名)

Fターム(参考) 5K022 AA12 AA22 DD01 DD13 DD19

DD22 DD23 DD32 DD33

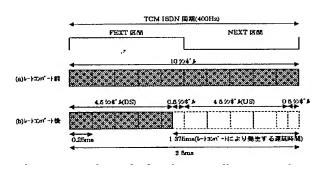
通信システムおよび通信装置および通信方法 (54) 【発明の名称】

(57)【要約】

(修正有)

マルチキャリア変復調方式によりデータ通信 【課題】 を行う場合に、ISDN等の他の通信方式へのNEXT ノイズの影響を与えないで、かつなるべくデータ通信の 際の遅延を抑えることができ、データ伝送効率を上げ る。

【解決手段】 送信装置は、前記単位時間内に他の通信 方式に影響を与える期間が存在しない場合、前記単位時 間における全ての時間を用いてデータを送信し、前記単 位時間内に他の通信方式に影響を与える期間が存在する 場合、前記単位時間における他の通信方式に影響を与え ない期間にデータを送信し、受信装置は、前記単位時間 内に他の通信方式に影響を与える期間が存在しない場 合、前記単位時間における全ての時間を用いて送信さ れ、前記単位時間内に他の通信方式に影響を与える期間 が存在する場合、前記単位時間における他の通信方式に 影響を与えない期間に送信されたデータを受信し、この 受信したデータに基づいて前記単位時間のデータを復元 する。



(2)

特開2001-36494

【特許請求の範囲】

【請求項1】 所定の単位時間毎に複数のトーンにデータを割り当てるマルチキャリア変復調方式によりデータ 通信を行う通信システムにおいて、

送信装置は、前記単位時間内に他の通信方式に影響を与える期間が存在しない場合、前記単位時間における全ての時間を用いてデータを送信し、前記単位時間内に他の通信方式に影響を与える期間が存在する場合、前記単位時間における他の通信方式に影響を与えない期間にデータを送信し、

受信装置は、前記単位時間内に他の通信方式からに影響を与える期間が存在しない場合、前記単位時間における全ての時間を用いて送信され、前記単位時間内に他の通信方式に影響を与える期間が存在する場合、前記単位時間における他の通信方式に影響を与えない期間に送信されたデータを受信し、この受信したデータに基づいて前記単位時間のデータを復元することを特徴とする通信システム。

【請求項2】 所定の単位時間毎に複数のトーンにデータを割り当てるマルチキャリア変復調方式によりデータ 20 通信を行う通信装置であって、

前記単位時間内に他の通信方式に影響を与える期間が存在しない場合、前記単位時間における全ての時間を用いてデータを送信し、前記単位時間内に他の通信方式に影響を与える期間が存在する場合、前記単位時間における他の通信方式に影響を与えない期間にデータを送信する送信手段を備えたことを特徴とする通信装置。

【請求項3】 所定の単位時間毎に複数のトーンにデータを割り当てるマルチキャリア変復調方式によりデータ 通信を行う通信装置であって、

前記単位時間内に他の通信方式に影響を与える期間が存在しない場合、前記単位時間における全ての時間を用いて送信され、前記単位時間内に他の通信方式に影響を与える期間が存在する場合、前記単位時間における他の通信方式に影響を与えない期間に送信されたデータを受信する受信手段と、

この受信手段により受信したデータに基づいて前記単位 時間のデータを復元する復元手段とを備えたことを特徴 とする通信装置。

【請求項4】 前記送信手段は、前記トーンのうち、前 40 記単位時間内の他の通信方式に影響を与える期間のトーン波形が他の通信方式に影響を与えない期間のトーン波形の整数倍となるトーンのみにデータを割り当てるデータ割り当て手段と、

このデータ割り当て手段により割り当てられたデータの他の通信方式に影響を与えない期間のみを送出する送出 手段とを備えたことを特徴とする請求項2に記載の通信 装置。

【請求項5】 前記データ割り当て手段は、前記トーン への割り当てビット数を決定するビット数決定手段と、 このビット数決定手段により決定したビット数に基づいて前記トーンへデータを配分するデータ配分手段とを備えたことを特徴とする請求項4に記載の通信装置。

【請求項6】 前記復元手段は、前記受信手段により受信したデータを整数倍して前記単位時間のデータを復元することを特徴とする請求項3に記載の通信装置。

【請求項7】 所定の単位時間毎に複数のトーンにデータを割り当てるマルチキャリア変復調方式によりデータ 通信を行う通信方法において、

前記単位時間内に他の通信方式に影響を与える期間が存在しない場合、前記単位時間における全ての時間を用いてデータを送信し、前記単位時間内に他の通信方式に影響を与える期間が存在する場合、前記単位時間における他の通信方式に影響を与えない期間にデータを送信し、前記単位時間内に他の通信方式に影響を与える期間が存在しない場合、前記単位時間における全ての時間を用いて送信され、前記単位時間内に他の通信方式に影響を与える期間が存在する場合、前記単位時間における他の通信方式に影響を与えない期間に送信されたデータを受信し、この受信したデータに基づいて前記単位時間のデータを復元することを特徴とする通信方法。

【発明の詳細な説明】

[0001]

【発明の属する技術分野】本発明は、複数のトーンにデータを割り当ててデータ通信を行うDMT (Discrete MultiTone)変復調方式等のマルチキャリア変復調方式によりデータ通信を行うようにした通信システムおよび通信装置および通信方法に関するものである。

[0002]

30 【従来の技術】近年、有線系ディジタル通信方式として、既設の電話用銅線ケーブルを使用して高速ディジタル通信を行うADSL(Asymmetric Digital Subscribe r Line)通信方式や、HDSL(high-bit-rate Digital Subscriber Line)通信方式、VDSL(Very-high-bit-rate Digital Subscriber Line)通信方式が注目されている。これに用いられている主な変復調方式に、DMT(Discrete MultiTone)変復調方式がある。

【0003】このxDSL通信方式を採用しようとした場合、既存のISDN等の時分割二重方式通信の伝送路との干渉ノイズの影響を考慮する必要がある。図8は、中央局(CO)201からのISDN伝送路202と、ADSL伝送路203とが途中の集合線路で束ねられている等の理由で、ISDN伝送路202がADSL伝送路203に与える干渉ノイズの様子を示した説明図である

【0004】ここで、ISDN伝送システム側の端末装置(ISDN NT1)206から見た場合、ADSL通信システム側の局側装置であるADSL局側装置(ATU-C)205がISDN伝送路202を通し送信して くる干渉ノイズをFEXT(Far-end cross talk)ノイズ

(3)

特開2001-36494

3

と呼び、ADSL通信システム側の端末側の通信装置であるADSL端末側装置(ATU-R)204がISDN伝送路202を通し送信してくる干渉ノイズをNEXT(Near-end cross talk)ノイズと呼ぶ。これらのノイズは、特に、途中で集合線路等になりISDN伝送路202と隣接することになるADSL伝送路203との結合によりISDN伝送路202を介しISDN伝送システム側の端末装置(ISDN NT1)206に伝送される。なお、ISDN伝送システム側の局側装置(ISDN LT)207から見た場合には、ISDN伝送システム側の端末装置(ISDN NT1)206から見た場合と逆となり、ADSL局側装置(ATU-C)205が送信してくる干渉ノイズがNEXTノイズとなり、ADSL端末側装置(ATU-R)204が送信してくる干渉ノイズがFEXTノイズとなる。

[0005]

【発明が解決しようとする課題】しかし、以上説明した 従来の通信装置では、ISDN等の他の通信方式への干 渉ノイズのうちFEXTノイズよりNEXTノイズの影 響の方が大きいため、干渉の影響の大きいNEXTノイ ズの影響を与えないでデータを送信することが必要とな るが、このようなNEXTノイズの影響を与えないで効 率よく伝送する方法は提案されていなかった。

【0006】本発明はこのような問題を解決するためになされたもので、マルチキャリア変復調方式によりデータ通信を行う場合に、ISDN等の他の通信方式へのNEXTノイズの影響を与えないで、かつなるべくデータ通信の際の遅延を抑えることができ、データ伝送効率を上げることのできる通信装置および通信方法を提供することを目的とする。

[0007]

【課題を解決するための手段】本発明に係る通信システ ムは、所定の単位時間毎に複数のトーンにデータを割り 当てるマルチキャリア変復調方式によりデータ通信を行 う通信システムにおいて、送信装置は、前記単位時間内 に他の通信方式に影響を与える期間が存在しない場合、 前記単位時間における全ての時間を用いてデータを送信 し、前記単位時間内に他の通信方式に影響を与える期間 が存在する場合、前記単位時間における他の通信方式に 影響を与えない期間にデータを送信し、受信装置は、前 記単位時間内に他の通信方式に影響を与える期間が存在 しない場合、前記単位時間における全ての時間を用いて 送信され、前記単位時間内に他の通信方式に影響を与え る期間が存在する場合、前記単位時間における他の通信 方式に影響を与えない期間に送信されたデータを受信 し、この受信したデータに基づいて前記単位時間のデー タを復元するものである。

【0008】本発明に係る通信装置は、所定の単位時間毎に複数のトーンにデータを割り当てるマルチキャリア変復調方式によりデータ通信を行う通信装置であって、

前記単位時間内に他の通信方式に影響を与える期間が存在しない場合、前記単位時間における全ての時間を用いてデータを送信し、前記単位時間内に他の通信方式に影響を与える期間が存在する場合、前記単位時間における他の通信方式に影響を与えない期間にデータを送信する送信手段を備えるものである。

【0009】本発明に係る通信装置は、所定の単位時間毎に複数のトーンにデータを割り当てるマルチキャリア変復調方式によりデータ通信を行う通信装置であって、10 前記単位時間内に他の通信方式に影響を与える期間が存在しない場合、前記単位時間における全ての時間を用いて送信され、前記単位時間内に他の通信方式に影響を与える期間が存在する場合、前記単位時間における他の通信方式に影響を与えない期間に送信されたデータを受信する受信手段と、この受信手段により受信したデータに基づいて前記単位時間のデータを復元する復元手段とを備えるものである。

【0010】また、前記送信手段は、前記トーンのうち、前記単位時間内の他の通信方式に影響を与える期間のトーン波形が他の通信方式に影響を与えない期間のトーン波形の整数倍となるトーンのみにデータを割り当て手段により割り当て手段と、このデータ割り当て手段により割り当てられたデータの他の通信方式に影響を与えない期間のみを送出する送出手段とを備えるものである。【0011】また、前記データ割り当て手段は、前記トーンへの割り当てビット数を決定するビット数決定手段と、このビット数決定手段により決定したビット数に基づいて前記トーンへデータを配分するデータ配分手段とを備えるものである。

30 【0012】また、前記復元手段は、前記受信手段により受信したデータを整数倍して前記単位時間のデータを 復元するものである。

【0013】本発明に係る通信方法は、所定の単位時間 毎に複数のトーンにデータを割り当てるマルチキャリア 変復調方式によりデータ通信を行う通信方法において、 前記単位時間内に他の通信方式に影響を与える期間が存 在しない場合、前記単位時間における全ての時間を用い てデータを送信し、前記単位時間内に他の通信方式に影響を与える期間が存在する場合、前記単位時間における 他の通信方式に影響を与えない期間にデータを送信し、 前記単位時間内に他の通信方式に影響を与える期間が存 在しない場合、前記単位時間における全ての時間を用い て送信され、前記単位時間における全ての時間を用い て送信され、前記単位時間内に他の通信方式に影響を与える期間が存在する場合、前記単位時間における他の通 信方式に影響を与えない期間に送信されたデータを受信 し、この受信したデータに基づいて前記単位時間のデー タを復元するものである。

[0014]

【発明の実施の形態】実施の形態1. 図1は、本発明に 50 係るDMT変復調方式におけるビット割り当てを行うA

(4)

特開2001-36494

5

DSL端末側装置(ATU-R)204及びADSL局側装置(ATU-C)205の通信モデム等の送信部ないしは送信専用機(以下、送信系という)の構成を機能的に示した機能構成図である。

【0015】図1において、1はマルチプレックス/シ ンクコントロール(Mux/Sync Control)、2、3はサイク リックリダンダンシィチェック(crc)、4、5はスクラ ンブル・フォワードエラーコレクション(Scram and FE C)、6はインターリーブ、7、8はレートコンバータ(R ate-Convertor)、9はビット数決定手段を含むトーンオ ーダリング(Tone ordering)、10はデータ配分手段を 含むコンステレーションエンコーダ・ゲインスケーリン グ(Constellation encoder and gain scalling)、11 は逆離散フーリエ変換部(IDFT)、12は入力パラレル/ シリアルバッファ(Input Parallel/Serial Buffer)、1 3は送出手段を含むアナログプロセッシング・D/Aコ ンバータ(Analog Processing and DAC)である。また、 データ送信手段は、トーンオーダリング9及びコンステ レーションエンコーダ・ゲインスケーリング10及びア ナログプロセッシング・D/Aコンバータ13に対応 し、データ割り当て手段は、トーンオーダリング9及び コンステレーションエンコーダ・ゲインスケーリング1 0に対応する。

【0016】図2は、本発明に係るDMT変復調方式におけるビット割り当てを行うADSL端末側装置(ATU-R)204及びADSL局側装置(ATU-C)205の通信モデム等の受信部ないしは受信専用機(以下、受信系という)の構成を機能的に示した機能構成図である。

【0017】図2において、101は受信手段を含むア ナログプロセッシング・A/Dコンバータ (Analog Pro cessing And ADC) 、102はタイムドメインイコライ ザ(TEC)、103は復元手段を含む入力シリアル/パ ラレルバッファ、104は離散フーリエ変換部 (DF T) 、105は周波数ドメインイコライザ (FEQ)、10 6 はコンステレーションエンコーダ・ゲインスケーリン ${\cal J}$ (Constellation encoderand gain scalling) , 1 07はトーンオーダリング (Tone ordering)、10 8、109はレートコンバータ(Rate-Convertor)、11 Oはデインターリーブ (Deinterleave) 、111、11 40 2はデスクランブル・フォワードエラーコレクション (Descram and FEC) 、113、114はサイクリック リダンダンシィチェック(crc)、115はマルチプレッ クス/シンクコントロール (Mux/Sync Control) であ る。

【0018】まず、送信系の動作を説明すると、図1において送信データをマルチプレックス/シンクコントロール(Mux/Sync Control)1により多重化し、サイクリックリダンダンシィチェック2、3により誤り検出用コードを付加し、フォワードエラーコレクション4、5でF

EC用コードの付加およびスクランブル処理し、場合によってはインターリーブ6をかける。その後、レートコンバーター7、8でレートコンバート処理し、トーンオーダリング9でトーンオーダリング処理し、コンステレーションエンコーダ・ゲインスケーリング10によりコンステレーションデータを作成し、逆離散フーリエ変換部11にて逆離散フーリエ変換し、入力パラレル/シリアルバッファ12にてパラレル/シリアル変換し、D/Aコンバータを通してディジタル波形をアナログ波形に変換し、続いてローパスフィルタをかける。

【0019】一方、受信系の動作を説明すると、図2においてアナログプロセッシング・A/Dコンバータ101が受信信号に対しローパスフィルタをかけ、A/Dコンバータを通してアナログ波形をディジタル波形に変換し、続いてタイムドメインイコライザ(TEQ)102を通して時間領域の適応等化処理を行う。次に、その時間領域の適応等化処理がされたデータは、入力シリアルノパラレルバッファ103を経由して、シリアルデータからパラレルデータに変換され、離散フーリエ変換部(DFT)104で離散フーリエ変換され、周波数ドメインイコライザ(FEQ)105により周波数領域の適応等化処理が行われる。

【0020】そして、コンステレーションエンコーダ・ゲインスケーリング106によりコンステレーションデータを再生し、トーンオーダリング107でシリアルデータに変換し、レートコンバーター108、109でレートコンバート処理し、デスクランブル・フォワードエラーコレクション111でFECやデスクランブル処理し、場合によっては、デインターリーブ110をかけてデスクランブル・フォワードエラーコレクション112でFECやデスクランブル処理し、その後、サイクリックリダンダンシィチェック113、114を行なって、マルチプレックス/シンクコントロール (Mux/Sync Control) 115によりデータを再生する。

【0021】次に、本実施の形態の特徴部分の詳細な動 作について送信側と受信側とを分けて説明する。 <送信側の動作>まず、レートコンバータ7、8におけ るシンボルに対するビット割り当てについて説明する。 図3は、本実施の形態におけるADSL通信装置がIS DN伝送路とのNEXTノイズを回避して下り(DS: Down Stream) のデータをADSL局側装置205から ADSL端末装置204へ伝送する場合のビット割り当 てを示した説明図である。図3において、他の通信方 式、つまり図3ではISDN通信方式へ影響を与える期 間はNEXT区間及びFEXT区間の5シンボル目の後 半部分である。これは、ISDN伝送システム側の局側 装置 (ISDN LT) 207がISDN伝送システム 側の端末側装置 (ISDN NT1) 206からの信号 を受信している期間が、(b)に示すFEXT区間の5 シンボル目の後半部分にかかる場合があるためである。

(5)

特開2001-36494

なお、単位時間は1シンボル=0. 25 m s という場合を示している。

【0022】図3における(a)はレートコンバート前の均一レートのデータであり、本実施形態では、レートコンバート後は(b)に示すようにFEXT区間の最初の4シンボル及び5シンボル目の前半部分、つまりNEXTノイズの影響を受けないFEXT区間の最初の4.5シンボルにビットを割り当てる。

【0023】この結果、送信してから受信するまでトータルの遅延時間は以下のようになる。

(トータルの遅延時間)

= (レートコンバートにより発生する遅延時間) + (フーリエ変換により発生する遅延時間(装置遅延を含む)) + (伝搬遅延)

 $= (0. 25 m s \times 5. 5) + (0. 25 m s \times 2) + (0. 05 m s)$

 $= (1. 375 ms) + (0. 25 ms \times 2) + (0. 05 ms)$

$= 1.925 \,\mathrm{ms}$

【0024】次に、図3に示す場合の比較例として、他 20 の通信方式に影響を与える期間を含むシンボルにはビットを割り当てない場合を説明する。図4は、比較例のADSL通信装置がISDN伝送路とのNEXTノイズを回避して下り(DS)のデータをADSL局側装置20 5からADSL端末装置204へ伝送する場合のビット割り当てを示した説明図である。

【0025】図4における(a)はADSL局側装置205によるレートコンバート前の均一レートのデータであり、FEXT区間の5シンボル目の後半部分はISDN伝送システム側の局側装置(ISDN LT)207がISDN伝送システム側の端末側装置(ISDN NT1)206からの信号を受信している期間であるため、レートコンバート後は(b)に示すようにFEXT区間の最初の4シンボルに収まるように前記均一レートのデータを割り当てる。

【0026】この場合、送信してから受信するまでのトータルの遅延時間は以下のようになる。

(トータルの遅延時間)

= (レートコンバートにより発生する遅延時間) + (フーリエ変換により発生する遅延時間(装置遅延を含む)) + (伝搬遅延)

 $= (0. 25 m s \times 6) + (0. 25 m s \times 2) + (0. 05 m s)$

 $= (1.5 ms) + (0.25 ms \times 2) + (0.05 ms)$

$= 2.05 \,\mathrm{ms}$

【0027】このように比較例における通信装置では2 換する際、前半部分のみをアナログ波形に変換して送信 m s 以上の遅延時間が発生しているが、本実施の形態に し、後半部分は送信しないようにする。その結果、5 シ おける通信装置では、遅延時間を 2 m s 以下に抑えるこ ンボル目は 1 シンボルの前半部分のみ送信することにな とができる。この結果、例えば規格においてトータルの 50 り、 I S D N 等の時分割二重通信方式の受信への影響を

遅延時間として2ms以下が要求されている場合、比較例における通信装置では規格の要求を満たすことはできないが、本実施の形態における通信装置では規格の要求を満たすことができる。また、比較例の通信装置ではレートコンバート後は4シンボル使用して伝送していたが、本実施の形態における通信装置では4.5シンボル使用することができるため、12.5%多くデータを伝送することができる。

【0028】次に、トーンオーダリング9におけるビットを割り当てる動作について説明する。図5は、各トーンへのビット割り当てを示した説明図である。図5における(a)に示すように、本実施の形態では1~4シンボル目に割り当てられたビットについては全てのトーン(偶数及び奇数トーン)に割り当て、(b)に示すように、5シンボル目に割り当てられたビットについては偶数トーンにのみ割り当てる。ここで、図5(b)に示す場合、偶数トーンにのみビットを割り当てているのは、図5(b)に示す合成波は合成波の前半部分と後半部分とが同一となるからである。

【0029】そして、アナログプロセッシング・D/Aコンバータ13における送信動作について説明する。図6は、各トーンの合成波をもとにアナログデータを送信する場合のデータの流れを示した説明図である。図6における(a)に示すように、1~4シンボル目に割り当てた場合のたビットを全てのトーンに割り当てた場合の合成波をもとに、コンステレーションを作成し、波をもとに、コンステレーションを作成し、逆離散フーリエ変換部11にて逆離散フーリエ変換し、入力パラレル/シリアルバッファ12にてパラレル/シリアル変換したものが、P/S変換後で示されるデータである。このP/S変換後の1シンボル分のディジタル波形をアナログプロセッシング・D/Aコンバータ13により1シンボル分のアナログ波形に変換する。

【0030】一方、図6における(b)に示すように、 5シンボル目に割り当てられたビットを偶数トーンにの み割り当てた場合の合成波をもとに、コンステレーショ ンエンコーダ・ゲインスケーリング10によりコンステ レーションを作成し、逆離散フーリエ変換部11にて逆 離散フーリエ変換し、入力パラレル/シリアルバッファ 12にてパラレル/シリアル変換したものが、P/S変 換後で示されるデータである。ここで、図6(b)に示 す合成波は偶数トーンにのみビットを割り当てているた め、合成波の前半部分と後半部分とは同一となり、P/ S変換後のデータも前半部分と後半部分とは同一とな る。したがって、アナログプロセッシング・D/Aコン バータ13を通してディジタル波形をアナログ波形に変 換する際、前半部分のみをアナログ波形に変換して送信 し、後半部分は送信しないようにする。その結果、5シ ンボル目は1シンボルの前半部分のみ送信することにな

(6)

特開2001-36494

10

与えることなく送信できることになる。

【0031】<受信側の動作>次に受信側の動作について説明する。まず、アナログプロセッシング・A/Dコンバータ101における受信動作について説明する。具体的には、1~4シンボル目は図6の(a)におけるD/A変換後で示されるアナログ波形を1シンボル分受信し、5シンボル目は図6の(b)におけるD/A変換後で示されるアナログ波形を1シンボルの前半部分のみを受信し、A/Dコンバータ101を通してアナログ波形をディジタル波形に変換するようにする。その結果、5シンボル目は1シンボルの前半部分のみ受信することになり、ISDN等の時分割二重通信方式の受信への影響を与えることなく受信できることになる。

【0032】次に、入力シリアル/パラレルバッファ1 03におけるシリアル/パラレル変換の際の動作につい て説明する。図7は、A/D変換後のディジタル波形を 入力シリアル/パラレルバッファ103がシリアル/パ ラレル変換する場合のデータの流れを示す説明図であ る。図7の(a)に示すように、1~4シンボル目につ いては、A/D変換後のディジタル波形1シンボル分を 20 そのまま入力シリアル/パラレルバッファ103により シリアル/パラレル変換する。一方、5シンボル目につ いては、1シンボルの前半部分と後半部分とが対称とな る偶数トーンにのみビットを割り当て、かつ送信側で前 半部分のみが送信されている。このため、図7の(b) に示すように、受信側ではシリアル/パラレル変換の 際、入力シリアル/パラレルバッファ103は5シンボ ル目のディジタル波形の前半部分を2倍、つまり前半部 分を後半部分にコピーして1シンボル分とし、この1シ ンボル分のデータについてシリアル/パラレル変換を行 30 う。そして、離散フーリエ変換部 (DFT) 104 で離 散フーリエ変換し、周波数ドメインイコライザ(FE Q) 105により周波数領域の適応等化処理を行う。こ の後の動作は上述した通りである。

【0033】以上説明したように、本実施形態における 通信装置によれば、所定の単位時間毎に複数のトーンに データを割り当ててデータ通信を行うマルチキャリア変 復調方式を用いた通信システムにおいて、送信機は、前 記単位時間内に他の通信方式に影響を与える期間が存在 しない場合、前記単位時間における全ての時間を用いて データを送信し、前記単位時間内に他の通信方式に影響 を与える期間が存在する場合、前記単位時間における他 の通信方式に影響を与えない期間にデータを送信し、受 信機は、前記単位時間内に他の通信方式に影響を与える 期間が存在しない場合、前記単位時間における全ての時 間を用いて送信され、前記単位時間内に他の通信方式に 影響を与える期間が存在する場合、前記単位時間におけ る他の通信方式に影響を与えない期間に送信されたデー タを受信し、この受信したデータに基づいて前記単位時 間のデータを復元することにより、2ms以下に遅延を 50

抑えることができ、かつ伝送効率を上げて伝送すること ができる。

【0034】また、本実施の形態では下り(DS)のデータを伝送する場合について説明したが、上り(US: Up Stream)のデータを伝送する場合についても同様の効果を得ることができる。

【0035】また、本実施の形態では、レートコンバート後の5シンボル目のデータについて、D/Aコンバータを通してディジタル波形をアナログ波形に変換する際、前半部分のみをアナログ波形のみを送信すればよく、前半部分のみを送出する送出手段を含むのはD/Aコンバータに限られず、トーンオーダリング9、コンステレーションエンコーダ・ゲインスケーリング10、逆離散フーリエ変換部11、入力パラレル/シリアルバッファ12等が含んでも、或いは送出手段を別に設けても、同様の効果を得ることができる。

【0036】また、本実施の形態では、レートコンバート後の5シンボル目のデータについて、入力シリアル/パラレルバッファ103が5シンボル目のディジタル波形の前半部分を2倍にして1シンボル分とし、この1シンボル分のデータについてシリアル/パラレル変換を行っているが、5シンボル目のディジタル波形の前半部分を2倍にして1シンボル分とすればよく、前半部分を2倍にする復元手段を含むのは入力シリアル/パラレルバッファに限られず、アナログプロセッシング・A/Dコンバータ101、タイムドメインイコライザ102、離散フーリエ変換部104、周波数ドメインイコライザ105、コンステレーションエンコーダ・ゲインスケーリング106、トーンオーダリング107等が含んでも、或いは復元手段を別に設けても、同様の効果を得ることができる。

【0037】また、本実施の形態では、他の通信方式に影響を与えない期間を単位時間の前半部分、他の通信方式に影響を与える期間を単位時間の後半部分とした場合について説明したが、本発明はこれに限られず、他の通信方式に影響を与えない期間を単位時間の前1/nの部分(nは整数)、他の通信方式に影響を与える期間を単位時間の後 (n-1)/nの部分としても同様の効果を得るようにしてもよい。この場合、送信側では、他の通信方式に影響を与える期間のトーン波形が他の通信方式に影響を与えない期間のトーン波形が他の通信方式に影響を与えない期間のトーンと影がして、他の通信方式に影響を与えない期間のトーンに割り当て、他の通信方式に影響を与えない期間のみを送出する。そして、受信側では、受信したデータをn倍して単位時間のデータを復元する。

【0038】また、本実施の形態では、ADSL通信装置の場合を説明したが、複数のトーンにデータを割り当ててデータ通信を行うDMT変復調方式等のマルチキャリア変復調方式によりデータ通信を行うようにした通信

(7)

特開2001-36494

装置であればよく、これに限られない。

【0039】また、上記説明において機能構成図を用いて示した機能は、H/Wで実現してもよいし、S/Wで実現してもよい。

11

[0040]

【発明の効果】以上説明したように、本発明によれば、 所定の単位時間毎に複数のトーンにデータを割り当てる マルチキャリア変復調方式によりデータ通信を行う通信 システムにおいて、送信装置は、前記単位時間内に他の 通信方式に影響を与える期間が存在しない場合、前記単 10 位時間における全ての時間を用いてデータを送信し、前 記単位時間内に他の通信方式に影響を与える期間が存在 する場合、前記単位時間における他の通信方式に影響を 与えない期間にデータを送信し、受信装置は、前記単位 時間内に他の通信方式に影響を与える期間が存在しない 場合、前記単位時間における全ての時間を用いて送信さ れ、前記単位時間内に他の通信方式に影響を与える期間 が存在する場合、前記単位時間における他の通信方式に 影響を与えない期間に送信されたデータを受信し、この 受信したデータに基づいて前記単位時間のデータを復元 20 することにより、遅延を抑えることができ、かつ伝送効 率を上げて伝送することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】 本発明に係る通信装置における送信系の機能 構成図

【図2】 本発明に係る通信装置における受信系の機能 構成図

【図3】 本発明に係る通信装置におけるビット割り当てを示した説明図

【図4】 比較例の通信装置におけるビット割り当てを 30 示した説明図

【図5】 本発明に係る通信装置におけるデータのトーンへの割り当てを示した説明図

【図 6】 本発明に係る通信装置においてアナログデータを送信する場合のデータの流れを示した説明図

12

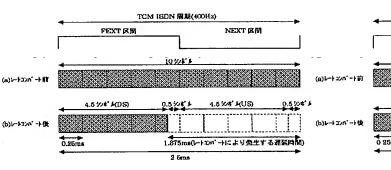
【図7】 本発明に係る通信装置においてシリアル/パラレル変換する場合のデータの流れを示す説明図

【図8】 従来の通信装置における干渉ノイズの様子を 示した説明図

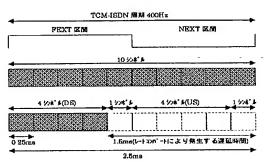
【符号の説明】

- 1 マルチプレックス/シンクコントロール
- 2、3 サイクリックリダンダンシィチェック
- 10 4、5 スクランブル・フォワードエラーコレクション
 - 6 インターリーブ
 - 7、8 レートコンバータ
 - 9 トーンオーダリング
 - 10 コンステレーションエンコーダ・ゲインスケーリング
 - 11 逆離散フーリエ変換部
 - 12 入力パラレル/シリアルバッファ
 - 13 アナログプロセッシング・D/Aコンバータ
 - 101 アナログプロセッシング・A/Dコンバータ
- 20 102 タイムドメインイコライザ
 - 103 入力シリアル/パラレルバッファ
 - 104 離散フーリエ変換部
 - 105 周波数ドメインイコライザ
 - 106 コンステレーションエンコーダ・ゲインスケーリング
 - 107 トーンオーダリング
 - 108、109 レートコンバータ
 - 110 デインターリーブ
 - 111、112 デスクランブル・フォワードエラーコ
- 30 レクション
 - 113、114 サイクリックリダンダンシィチェック
 - 115 マルチプレックス/シンクコントロール

【図3】

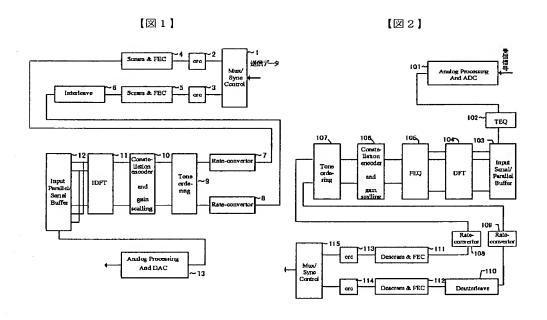


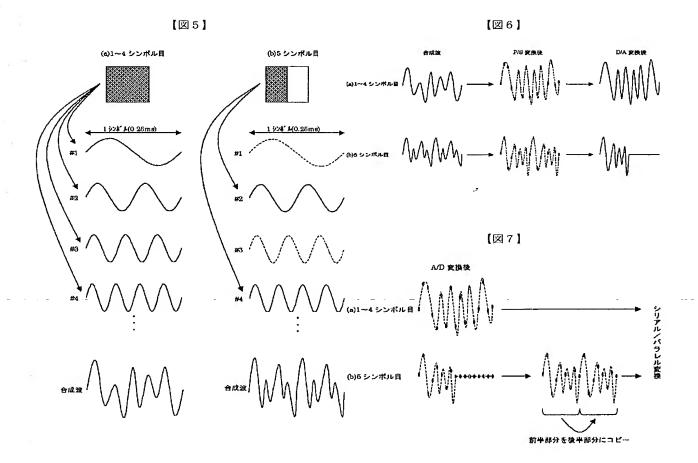
[図4]



特開2001-36494

(8)

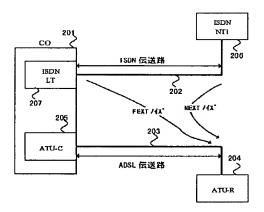




(9)

特開2001-36494

[図8]



Title: A Study on Half-symbol Modulation and Demodulation

scheme of Multi-Carrier CDMA system

Author: Wataru MATSUMOTO and Hideki IMAI

Publication date: December 2000

Publisher: THE INSTITUTE OF ELECTRONICS, INFORMATION AND COMMUNICATION ENGINEERS, TECHNICAL REPORT OF SST2000-61

1. Introduction

10

Recently there have been made advances in studying aspects such as transmission efficiency and functional flexibility of the OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) system which is a Multi-Carrier modulation system in wireless and wire communications, and this system 15 is now brought into practical use in many technical fields such as digital transmission and ADSL. On the other hand, with continuous increase of spectral capacity, further improvement of the transmission efficiency has been explored. Aiming more increased spectral capacity in the OFDM 20 modulating system, we propose the HS-MCM (Half Symbol Multi-Carrier Modulation) which makes a temporal OFDM modulation symbol length shorten to be that of half symbol size without changing the number of information bits contained in OFDM. It has been described in the paper that when the OFDM symbol length is shorten by half, the 25

orthogonality between subcarriers can not be maintained, which causes interference between the subcarriers, however, from considering the regularities of respective first half and last half of symbols in both of even subcarriers and odd subcarriers, it is found possible to perform demodulation by using a method for demodulating the even subcarriers and the odd subcarriers separately. Further it says in this paper that a coding method, which satisfies a condition that the interference does not occur between the even subcarriers and the odd subcarriers, is achieved by use of Walsh-Hadamard coding. A Multi-Carrier Modulation system by this Walsh-Hadamard coding (a code used in Walsh-Hadamard coding is hereinafter referred to as a WH code) is a basic modulation system of recently topical Multi-Carrier CDMA (hereinafter referred to as MC-CDMA). This paper presents consideration results and simulation results the modulation/demodulation method for shortening by half a MC-CDMA symbol length.

20 2. OFDM Modulator Configuration

In an OFDM modulator, a combined wave of a plurality of subcarriers becomes an OFDM modulated wave, as described below. This OFDM modulated wave is expressed in the following equation:

5

10

$$s(t) = \text{Re}\left[\sum_{n=0}^{N-1} d_n e^{j2\pi n f_0 t}\right]$$
(1)

where Re[*] denotes a real part, and $d_n = R_n + jI_n$ $0 \le t \le T_{31}$, T: OFDM symbol duration

Here f_0 represents a carrier distance between two adjacent subcarriers, and nf_0 represents the n^{th} subcarrier. In addition, if u(t) is an OFDM complex equivalent low-pass signal, it is expressed as follows:

$$u(t) = \sum_{n=0}^{N-1} d_n e^{j2\pi n f_0 t} (2)$$

where sampling of u(t) is performed every $1/(Nf_0)$,

15

25

10

5

$$u\left(\frac{k}{Nf_0}\right) = \sum_{n=0}^{N-1} d_n e^{\frac{j^2 \pi n f_0 k}{Nf_0}}$$
$$= \sum_{n=0}^{N-1} d_n \left(e^{\frac{j^2 \pi}{N}}\right)^{nk} (3)$$

- 20 3. Characteristics of even/odd subcarriers
 - 3.1 Characteristics of even subcarriers

When n in the equation (3) is n=2i (i=0,1,2,....N/2-1), thereby expressing only the case of even subcarriers 2i, an equation expressing a OFDM modulated wave of the even subcarriers is given as follows:

$$u\left(\frac{k}{NJ_0}\right) = \sum_{n=2}^{N-2} d_n \left(e^{\frac{j2\pi}{N}}\right)^{nk} = \sum_{n=2}^{N-2} d_{2i} \left(e^{\frac{j2\pi}{N}}\right)^{2ik} (4)$$

and, where

 $k = \frac{N}{2}a + b \qquad a = 0, 1 \qquad b = 0, 1, ..., \frac{N}{2}$

$$u\left(\frac{\frac{N}{2}a+b}{Nf_0}\right) = \sum_{n=2}^{N-2} d_{2i} \left(e^{\frac{j2\pi}{N}}\right)^{2i\left(\frac{N}{2}a+b\right)}$$

10 This equation is modified as the following equation.

$$W_N^i = e^{\frac{12\pi i}{N}}$$

 $W_N^{i+N} = W_N^i, W_N^{i+N/2} = -W_N^i$

$$u\left(\frac{\frac{N}{2}a+b}{Nf_{0}}\right)$$

$$=\begin{cases} a = 0 \sum_{\substack{n=2i=0\\N-2}}^{N-2} d_{2i}W_{N}^{2bi} \text{ (first half)} \\ a = 1 \sum_{\substack{n=2i=0\\N-2}}^{N-2} d_{2i}W_{N}^{2bi} \text{ (last half)} \end{cases}$$
(5)

The equation (5) indicates that the first half and the last half of OFDM symbols have same waveforms.

3.2 Characteristics of an even subcarrier

The case of only odd subcarriers of n = 2l + 1 (l = 0, 1, ..., N/2-1), is also expressed in the same manner.

$$u\left(\frac{k}{Nf_0}\right) = \sum_{n=0}^{N-1} d_n \left(e^{\frac{j2\pi}{N}}\right)^{nk}$$

$$= \sum_{n=2l+1=1}^{N-1} d_{(2l+1)} \left(e^{\frac{j2\pi}{N}}\right)^{(2l+1)k}$$
(6)

5 And, where

$$k = \frac{N}{2}a + b$$
 $a = 0, 1$ $b = 0, 1, ..., \frac{N}{2} - 1$

$$u\left(\frac{\frac{N}{2}a+b}{Nf_0}\right) = \sum_{n=2l+1=1}^{N-1} d_{(2l+1)}\left(e^{\frac{l^2\pi}{N}}\right)^{(2l+1)\left(\frac{N}{2}a+b\right)}$$

10 This equation is modified as follows.

$$W_N^l = e^{\frac{l^2 \pi^l}{N}}$$

 $W_N^{l+N} = W_N^l, W_N^{l+N/2} = -W_N^l$

$$u\left(\frac{\frac{N}{2}a+b}{Nf_0}\right)$$

$$=\begin{cases} a = 0, & \sum_{n=2l+1=1}^{N-1} d_{(2l+1)}W_N^{(2l+1)b} \text{ (first half)} \\ a = 1, & -\sum_{n=2l+1=1}^{N-1} d_{(2l+1)}W_N^{(2l+1)b} \text{ (last half)} \end{cases}$$
(7)

The equation (7) shows that the first half and the last half of OFDM symbols both have inverted waveforms.

- 20 Fig. 1; HS-MCM symbol configuration
 - ①Subcarrier #1
 - ②Subcarrier #2
 - ③Subcarrier #3
 - 4Subcarrier #4
- 25 ⑤Waveform of combined wave of #1, #2, #3 and #4 (OFDM wave)

- **©**Conventional OFDM symbol length
- ⑦Proposed HS-MCM symbol length
- 4. Analysis of Half Symbol
- 5 The case of extracting only first half in the equations (5) and (7) is expressed in the following equation.

$$u\left(\frac{\frac{N}{2}a+b}{Nf_0}\right) = \sum_{\substack{n=1\\N-1}}^{N-1} d_n W_N^{nb}$$

$$\therefore u\left(\frac{b}{Nf_0}\right) = \sum_{n=1}^{N-1} d_n W_N^{nb} \text{ (first half : a=0)}$$
10 (8)

15

Although this first half contains information on both of even subcarriers and odd subcarriers, it is difficult to separate the first half of the even subcarriers from that of the odd subcarriers without the information of the last half. Then, first of all, a signal component of even subcarriers is extracted. When an odd-carriers component of dn is 0, the same equation as the equation is given below.

20
$$u\left(\frac{\frac{N}{2}a+b}{NI_{0}}\right) = \sum_{\substack{n=2i=0\\N/2-1}}^{N-2} d_{2i}W_{N}^{2ib}$$

$$u\left(\frac{b}{NI_{0}}\right) = \sum_{i=0}^{N/2-1} d_{2i}W_{N}^{2ib} \text{ (first half)}$$

$$i = 0, 1, ..., \frac{N}{2} - 1 \qquad b = 0, 1, ..., \qquad \frac{N}{2} - 1$$
(9)

Where u(t) is subjected to demodulation using FFT of

N/2 inputs,

$$y(2k) = \frac{1}{N/2} \sum_{b=0}^{N/2-1} u\left(\frac{b}{NJ_0}\right) W_{N/2}^{-bk}$$

$$= \frac{1}{N/2} \sum_{b=0}^{N/2-1} \sum_{i=0}^{N/2-1} d_{2i} W_N^{2ib} W_{N/2}^{-bk}$$

$$= \frac{1}{N/2} \sum_{b=0}^{N/2-1} \sum_{i=0}^{N/2-1} d_{2i} W_{N/2}^{1b} W_{N/2}^{-bk}$$

$$= \frac{1}{N/2} \sum_{i=0}^{N/2-1} \sum_{b=0}^{N/2-1} d_{2i} W_{N/2}^{1b} W_{N/2}^{-bk}$$

$$= \frac{1}{N/2} \sum_{i=0}^{N/2-1} d_{2i} \sum_{b=0}^{N/2-1} W_{N/2}^{(i-k)b}$$

$$k = 0, 1, ..., (N/2) - 1$$
(10)

Here, the following relationship is established.

10
$$\sum_{b=0}^{N/2-1} W_{N/2}^{(i-k)b} = \begin{cases} N/2(i-k=0,\pm N/2,\pm 2N/2,...) \\ 0(\text{except that}) \end{cases}$$
 (11)

The relationship of the equation (11) is applied to the equation (10), which can be defined as follows.

15
$$y(2k) = \begin{cases} d_{2k}(0 \le k < N/2 - 1) \\ \text{omission (another k)} \end{cases}$$
(12)

Next, a signal component of odd subcarriers is extracted.

When an even-carriers component of dn is 0, the same equation as the equation is given below.

$$u\left(\frac{\frac{N}{2}a+b}{Nf_0}\right) = \sum_{l=0}^{N/2-1} d_{2l+1} W_N^{(2l+1)b}$$

$$\therefore u\left(\frac{b}{Nf_0}\right) = \sum_{l=0}^{N/2-1} d_{2l+1} W_N^{(2l+1)b} \text{ (first half : a=0)}$$

$$l = 0, 1, ..., \frac{N}{2} - 1 \qquad b = 0, 1, ..., \frac{N}{2} - 1$$

Where u(t) is subjected to demodulation using FFT of N/2 inputs,

$$y'(2k) = \frac{1}{N/2} \sum_{b=0}^{N/2-1} u\left(\frac{b}{N/6}\right) W_{N/2}^{-bk}$$

$$= \frac{1}{N/2} \sum_{b=0}^{N/2-1} \sum_{l=0}^{N/2-1} d_{2l+1} W_{N}^{(2l+1)b} W_{N/2}^{-bk}$$

$$= \frac{1}{N/2} \sum_{b=0}^{N/2-1} \sum_{l=0}^{N/2-1} d_{2l+1} W_{N/2}^{(l+1/2)b} W_{N/2}^{-bk}$$

$$= \frac{1}{N/2} \sum_{b=0}^{N/2-1} \sum_{l=0}^{N/2-1} d_{2l+1} W_{N/2}^{(l+1/2-k)b}$$

$$= \frac{1}{N/2} \sum_{b=0}^{N/2-1} \sum_{l=0}^{N/2-1} d_{2l+1} \cos\left(2\pi \frac{(l+1/2-k)b}{N/2}\right)$$

$$+ j \frac{1}{N/2} \sum_{b=0}^{N/2-1} \sum_{l=0}^{N/2-1} d_{2l+1} \sin\left(2\pi \frac{(l+1/2-k)b}{N/2}\right)$$

$$= \frac{1}{N/2} \sum_{b=0}^{N/2-1} d_{2l+1}$$

$$+ j \frac{1}{N/2} \sum_{b=0}^{N/2-1} \sum_{l=0}^{N/2-1} d_{2l+1} \sin\left(2\pi \frac{(l+1/2-k)b}{N/2}\right)$$

$$+ j \frac{1}{N/2} \sum_{b=0}^{N/2-1} d_{2l+1} \sin\left(2\pi \frac{(l+1/2-k)b}{N/2}\right)$$
(13)

Here y'(2k): interference component of odd subcarriers

Accordingly, even wave data z(2k) subjected to Half Symbol demonstration is:

$$z(2k) = y(2k) + y'(2k)$$

$$= d_{2k} + \frac{1}{N/2} \sum_{l=0}^{N/2-1} d_{2l+1}$$

$$+ j \frac{1}{N/2} \sum_{b=0}^{N/2-1} \sum_{l=0}^{N/2-1} d_{2l+1} \sin\left(2\pi \frac{(l+1/2-k)b}{N/2}\right)$$
(14)

25 It is assumed that the modulated wave is subjected to BPSK

with a signal space diagram as expressed below:

Code:0

Signal:1 -1

When this BPSK is used, only determination of a real part is carried out in the equation (14), and therefore Z(2k) is defined as follows:

$$Z(2k) = \operatorname{Re}[y(2k) + y'(2k)]$$

$$= R_{2k} + \frac{1}{N/2} \sum_{l=0}^{N/2-1} R_{2l+1}$$

$$+ j \frac{1}{N/2} \sum_{b=0}^{N/2-1} \sum_{l=0}^{N/2-1} R_{2l+1} \sin\left(2\pi \frac{(l+1/2-k)b}{N/2}\right)$$

$$= R_{2k} + \frac{1}{N/2} \sum_{l=0}^{N/2-1} R_{2l+1} \quad (15)$$

Here $d_{2k} = R_{2k} + {}_{2k} I_{2k}$

20

25

15 And $d_{2k} = R_{2k}$ (where BPSK is used)

Accordingly, in the case of BPSK, the interference component with the data of the even subcarriers is a value obtained by multiplying by 1/N data of respective odd subcarriers and summing respective modulated signals of the data for all odd subcarriers, of which data. Therefore, where the modulated data to HS-MCM is subjected to scrambling, signals allocated to the odd subcarriers can have the almost same number of 1s and -1s, which reveals the characteristics that the sum of all the odd subcarriers is near to 0. Then for

a sufficiently larger number of subcarriers, the followings can be approximated using the equation (15) as follows:

$$Z(2k) = R_{2k} + \frac{1}{N/2} \sum_{l=0}^{N/2-1} R_{2l+1}$$

$$\cong R_{2k} \qquad (16)$$

In brief, it shows that in the case of HS-MCM using modulation by BPSK, it is possible to perform the demodulating of even subcarriers as expressed in the equation (16).

10

15

5

5. Half Symbol MCM Demodulating Method

Utilizing the feature of HS-MCM analyzed in the previous chapter, we now describe a method for demodulating even subcarriers and odd subcarriers separately. Fig. 2 illustrates a receiving circuit. Half symbol signals of received N/2 samples (first half) are padded with N/2 of 0s for all last half symbols. This data padded with 0s are demodulated by FFT of Ninputs. According to this operation, in the case of using a one-dimensional modulation system in which only a real part is used as in BPSK, the result is expressed by the following equation (17).

25

$$Z(2k) = \frac{1}{2}R_{2k} + \frac{1}{N/2} \sum_{l=0}^{N/2-1} R_{2l+1} \text{ (even subcarriers)}$$

$$Z(2k+1)$$

$$= \frac{1}{2}R_{2k+1} + \frac{1}{N/2} \sum_{l=0}^{N/2-1} R_{2l} \text{ (odd subcarriers)}$$
(17)

5 Further, this operation is for example expressed with a matrix of 4 inputs as follows:

$$\begin{bmatrix} Z(0) \\ Z(1) \\ Z(2) \\ Z(3) \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} W_4^0 & W_4^0 & W_4^0 & W_4^0 \\ W_4^0 & W_4^{-1} & W_4^{-2} & W_4^{-3} \\ W_4^0 & W_4^{-2} & W_4^{-4} & W_4^{-6} \\ W_4^0 & W_4^{-3} & W_4^{-6} & W_4^{-9} \end{bmatrix}$$

$$\times \begin{bmatrix} W_4^0 & W_4^0 & W_4^0 & W_4^0 \\ W_4^0 & W_4^1 & W_4^2 & W_4^3 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_0 \\ d_1 \\ d_2 \\ d_3 \end{bmatrix}$$

$$= \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 2 & 1 + W_4^1 & 0 & 1 + W_4^{-1} \\ 1 + W_4^{-1} & 2 & 1 + W_4^1 & 0 \\ 0 & 1 + W_4^{-1} & 2 & 1 + W_4^1 \end{bmatrix}$$

$$\times \begin{bmatrix} d_0 \\ d_1 \\ d_2 \\ d_3 \end{bmatrix} (18)$$

$$\times \begin{bmatrix} d_0 \\ d_1 \\ d_2 \\ d_3 \end{bmatrix} (18)$$

Where only a component of real part is to be demodulated as in BPSK,

$$\begin{bmatrix} Z(0) \\ Z(1) \\ Z(2) \\ Z(3) \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 2 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 2 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 2 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_0 \\ d_1 \\ d_2 \\ d_3 \end{bmatrix} (19)$$

These equations (17) and (19) show that a value obtained by multiplexing by 2/N a sum of the amplitude for all the

even subcarriers also appears as an interference component with the odd subcarriers. From this operation it is seen that the interference component is not generated for even subcarriers in the case that a sum of all odd subcarriers is 0 and for odd subcarriers in the case that a sum of all even subcarriers is 0, thereby making it possible to demodulate the even subcarriers and the odd subcarriers separately.

- 10 Fig. 2: Receiving circuit configuration of HS-MCM
 - . ① Transmission Data,
 - ② N value complex FFT,
 - ③ Reception of first-half symbols,
 - 4 transmission channel,
- 15 ⑤ Reception symbols,
 - Reception of first-half symbol,
 - Padding of last-half symbols all with 0s,
 - N value complex FFT,
 - 9 determination section of even carriers,
- - (II) reconstruction, output data
 - 12 data output
 - 6. Development to MC-CDMA by WH cording
- 25 By the operation expressed in the equation (18), it is found

that transmission/reception can be carried out in all subcarriers without interference under the condition that a sum of even subcarriers' amplitude and that of odd subcarriers' amplitude become 0 respectively. In order to ensure this function, it is required to perform a coding that satisfies the condition that each sum of amplitude of even subcarriers and odd subcarriers becomes 0.

To answer it, we propose Walsh-Hadamard (WH) coding. A WH

10 sequence is given below.

$$H_{k} = \begin{bmatrix} H_{k-1} & H_{k-1} \\ H_{k-1} & \overline{H_{k-1}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_{1} \\ c_{2} \\ \vdots \\ c_{k} \end{bmatrix}$$
(19)
$$H_{1} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}$$

15

The above equation represents a matrix in which H_{k-1} is a complement of ${}^{\wedge}H_{k-1}$ and each element is inverted $(1 \rightarrow -1,$ $-1 \rightarrow 1)$. A specific example is given below.

20

25

The method in which this WH sequence is arranged in each subcarrier of the Multi-Carrier system is generally adopted as a technique in MC-CDMA.

In these sequences, a sum of elements of each sequence of line $c_1,\ c_2,\ c_3,\ c_4$ is expressed below.

$$\sum_{i=1}^{4} c_{1(i)} = 1 \sum_{i=1}^{4} c_{2(i)} = 0$$

$$\sum_{i=1}^{4} c_{3(i)} = 0 \sum_{i=1}^{4} c_{4(i)} = 0$$

From this result, it is found that respective sums of the elements result in 0 except for c_1 . Accordingly, by using the WH sequences of other than c_1 to perform MC-CDMA modulation on respective groups of even subcarriers and odd subcarriers, the condition is satisfied that each sum of amplitude of the even subcarriers and the odd subcarriers becomes 0. Here, a data sequence is defined as $u=[u_1, \ldots, u_k]^t$. Besides, WH sequences of other than c_1 are expressed below.

$$C = \left[\begin{array}{ccccc} c_2 & c_3 & \cdots & c_{K+1} \end{array} \right]$$

5

10

20

25

Spreading processing by the WH sequence is carried out as follow.

$$S = Cu = \sum_{k=1}^{K} u_k c_{k+1}$$

This sequence $S = [S_1 \ S_2 \ ... \ S_k]$ generated for each of even-subcarriers group and every odd-subcarriers group is given to a real part of each subcarrier, subjected to one-dimensional modulation and then to Multi-Carrier modulation by IFFT, and only first-half symbols of the

resultant is transmitted. In demodulation, after HS-MCM demodulation as described in chapter 5, decoding of WH codes is carried out for even-subcarriers group and odd-subcarriers group individually to reconstruct the data.

This system is referred to as Half Symbol MC-CDMA (hereinafter, HS-MC-CDMA for short).

These are realized in a circuit block diagram as shown in Fig. 3.

- Fig. 3: Receiving circuit configuration of HS-MC-CDMA
- ① Transmission Data,
- ② Division,
- WH cording of even subcarriers,
- 15 ④ WH cording of odd subcarriers,
 - 5 N value complex FFT,
 - Reception of first-half symbols,
 - ⑦ transmission channel,
 - Reception symbols,
- - Padding of last-half symbols all with 0s,
 - ① N value complex FFT,
 - @ determination section of even carriers,
 - (3) determination section of odd carriers,
- 25 4 WH decoding,

- 15 reconstruction,
- 16 output data

7. Simulation Result

- In table 1 is described simulation parameters, and Fig. 3 shows simulation results of CNR (Carrier to Noise Ratio) vs. Bit Error Rate characteristics in the HS-MCM system and HS-MC-CDMA system with BPSK used for modulating.
- Further, theoretical value results in the cases of using BPSK or QPSK in a conventional OFDM are also given for comparison. Theoretical values of Error rate $P_{\rm e}$ of BPSK and QPSK are expressed using the following equation.

15
$$P_{\epsilon} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{CNR} (BPSK)$$

$$P_{\epsilon} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \sqrt{\frac{CNR}{2}} (QPSK)$$

$$CNR : (Carrier to Noise Ratio)$$

relatively simple BPSK modulation is performed has almost the same bit error rates as QPSK in OFDM modulation. The HS-MCM system in which BPSK modulation of 1/2 symbol length is carried out, is the same in transmission rate as OFDM system of full symbols length. Therefore, under the same conditions of transmission rate, being applied to HC-MCA

demodulating method as described in chapter 5, the HS-MCM system and the OFDM system have equal values of BER vs. CNR. On the other hand, form the HS-MC-CDMA demodulating method as described in chapter 6, it is found that CNR is better in BER of 10^{-5} by near 1dB.

Table 1: Simulation parameter

The number of subcarriers	1024
FFT size	1024 complex FFT
Modulation system	BPSK
Transmitted data	binary random data

Fig. 4: Error Rate characteristics of HS-MCM and HS-MC-CDMA

8. Summaries

5

10

15

20

Aiming the much larger communication capacity in the OFDM modulating system, we have already proposed in the paper the HS-MCM method which makes a temporal OFDM modulation symbol length shorten to be that of Half symbol size. In the present paper, we further propose HS-MC-CDMA in which even-subcarriers group and odd-subcarriers group are separately subjected to WH coding, and a sum of amplitude of each subcarriers group becomes 0, thereby preventing interference between the even-subcarriers group and odd-subcarriers group from occurring and, improving error rate characteristics. In addition, by simulating the error

rate characteristics, it is verified that according to the HS-MCM system CNR is better in BER of 10^{-5} by near 1dB.

From now on, we carry on studies on cases of using modulation,

5 coding modulation, error detection, error correction and
the like.